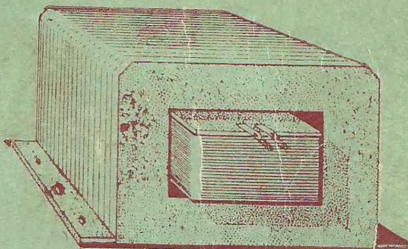
G. S. ȚÂCHIN

TRANSFORMATORII DE JOASĂ FRECVENȚĂ

TRADUCERE DIN LIMBA RUSĂ



EDITURA ENERGETICĂ DE STAT

G. S. ȚÂCHIN

TRANSFORMATORII DE JOASĂ FRECVENȚĂ

TEORIE, CALCUL ȘI CONSTRUCȚIE

TRADUCERE DIN LIMBA RUSĂ

EDITURA ENERGETICĂ DE STAT
1953

Titlul original:

Г. С. Цыкин

ТРАНСФОРМАТОРЫ
НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ
Теория, Расчёт
и
Конструирование

Государственное издательство литературы
по вопросам связи и радио
Москва 1950

PREFAȚA

In ultimii ani, desvoltarea tehnicei electronicei a dus la o largă aplicare a ei în cele mai variate domenii ale tehnicei, precum și la apariția unui mare număr de tipuri de noi aparate și instrumente. In aparatele și instrumentele electronice se folosește un mare număr de transformatori pentru modificarea valorii curentului sau tensiunii semnalului de frecvență acustică amplificat. Acești transformatori se numesc transformatori de joasă frecvență.

In prezent, condițiile impuse transformatorilor de joasă frecvență sunt mult mai variate și mai severe decât acum 10—15 ani. Pentru a satisface aceste condiții se elaborează și se produc noi sorturi de materiale magnetice.

Apariția noilor tipuri de aparate și varietatea condițiilor au făcut necesară analiza teoretică a unei serii de montaje noi, și elaborarea metodelor de calcul, ca de exemplu: analiza schemei și calculul transformatorului aferent capului de reproducere din magnetofon, analiza și calculul impedanței de intrare și ieșire a transformatorilor, analiza fenomenelor tranzitorii din transformatori, analiza distorsiunilor nelineare produse de transformator, calculul ecranării și al ecranelor, etc.

In literatura tehnică referitoare la materialele magnetice lipseau datele și caracteristicele materialelor magnetice produse în Uniunea Sovietică, necesare la calculul și construcția transformatorilor de joasă frecvență, de exemplu, datele asupra permeabilității inițiale cu și fără magnetizare prin curent continuu, curbele întrefierurilor optime pentru oțelurile de transformator și permalloy, curbele coeficienților armonicelor, curbele de calitate a materialului magnetic, etc. Afară de aceasta, problemele calculului și construcției transformatorilor de joasă frecvență nu sunt tratate în literatura de specialitate, abstracție făcând de lucrarea autorului, publicată in 1937, care nu mai corespunde însă necesităților actuale.

Datorită răspândirii pe scară largă a aparatajului electronic, problema proiectării juste a transformatorilor de joasă frecvență a căpătat o foarte mare importanță economică. Rezolvarea acestei probleme a permis să se realizeze o economie de sute de mii de

tone de metal neferos şi aliaje de calitate, micşorându-se totodată dimensiunile şi greutatea aparatajului.

In acest scop s'au efectuat numeroase cercetări şi măsurători, care au complectat lacunele indicate. Rezultatele acestor cercetări constitue baza prezentei lucrări. Lucrarea are ca scop principal să ajute pe inginerul care proiectează transformatorul de joasă frecvenţă la rezolvarea corectă a acestor probleme.

Deoarece materialul teoretic fără aplicaţii este greu utilizabil, s'au dat în text şi în paragrafele suplimentare, numeroase exemple practice de folosire a metodelor de calcul şi o serie de indicaţii practice.

Pentru a uşura folosirea materialului şi pentru simplificarea calculelor, se utilizează în text pentru mărimile electrice şi magnetice, unităţile de măsură cele mai curent folosite în calculele practice.

Autorul speră că lucrarea va uşura munca inginerilor, care lucrează în acest domeniu al tehnicii şi va permite să se calculeze şi să se construiască corect transformatori de joasă frecvenţă cu un consum minim de materiale şi fără a folosi materiale costisitoare, acolo unde aceasta nu este strict necesar.

Incheind, autorul aduce mulţumirile sale profesorilor dela Institutul Electrotehnic pentru Telecomunicaţii din Moscova, M. I. Ponomarev şi V. V. Furduev pentru indicaţiile şi sfaturile preţioase cu care l-au ajutat.

PARTEA I-a

CALCULUL ELECTRIC AL TRANSFORMATORILOR DE JOASA FRECVENȚA

CAPITOLUL I.

PARTE INTRODUCTIVĂ

§ I. 1. Notă istorică.

In anul 1877, Pavel Nicolaevici Iablocicov a inventat transformatorul de curent alternativ, denumit de el „bobina de inducție" (bibliografia, B1 și B2). Deasemenea, în jurul anului 1880 au apărut lucrările profesorului A. G. Stoletov, care tratează despre proprietățile magnetice ale fierului (B3). Aceste realizări au stat la baza desvoltării teoriei complecte și a construcțiilor diferitelor mașini și transformatori electrici, care își găsesc o largă utilizare în multe domenii ale tehnicii.

Rolul savanților ruși în crearea și desvoltarea teoriei transformatorilor nu se limitează la realizările menționate. O serie de lucrări ulterioare ale savanților și cercetătorilor sovietici a permis să se perfecționeze această teorie, până la stadiul ei actual. Lucrările savanților sovietici V. C. Arcadiev, B. A. Vvedenschi și G. S. Landsberg (B11 și B12) constitue o continuare a lucrărilor lui A. G. Stoletov; ele au contribuit la cunoașterea naturii fenomenelor electromagnetice care au loc în metale.

In cel de al treilea deceniu al secolului trecut, savantul rus E. H. Lenz a formulat legile de bază ale inducției electromagnetice, care au constituit baza teoriei transformatorilor și mașinilor electrice. O serie de lucrări ulterioare în domeniul electrotehnicii, încununate prin lucrările lui V. F. Mitchievici și C. A. Crug, cuprind o analiză amănunțită a fenomenelor din circuitele electrice ceeace a permis să se elaboreze teoria și metodele calculului practic al transformatorilor folosiți în aparatajul electronic pentru transformarea tensiunii semnalelor amplificate.

Baza teoriei acestor transformatori, numiți mai departe transformatori de joasă frecvență, au fost puse prin lucrările academicienilor M. V. Suleichin și A. I. Berg, asupra amplificatorilor.

Aceste principii au fost desvoltate în lucrările autorului, şi în lucrările lui G. V. Voişvillo şi S. N. Crize (B6, B4, şi B5).

Lucrările menţionate au servit drept bază pentru elaborarea metodelor de analiză şi calcul ale transformatorilor de joasă frecvenţă, expuse în capitolele prezentei lucrări.

§ I. 2. Folosirea transformatorilor în amplificatorii de joasă frecvenţă şi clasificarea lor.

Se numeşte transformator de joasă frecvenţă, transformatorul care se montează la intrare, la ieşire sau între etajele de amplificare ale amplificatorului de joasă frecvenţă. Acest transformator se calculează pentru a permite trecerea tuturor frecvenţelor din banda de lucru a amplificatorului în care se foloseşte transformatorul. După cum se ştie, această bandă de frecvenţe depinde de destinaţia amplificatorului. Limita inferioară a frecvenţelor trecute prin transformator poate să coboare până la câţiva herţi, sau fracţiuni de herţi. Limita superioară atinge uneori zeci şi sute de kiloherţi.

După locul din schemă, transformatorii de joasă frecvenţă pot fi separaţi în trei grupe: transformatori de intrare, de cuplaj între tuburi, şi de ieşire (finali).

Transformatorul de intrare realizează cuplajul între sursa semnalului şi circuitul „de grilă" al primului tub al amplificatorului. In afară de o anumită caracteristică de frecvenţă, în funcţie de destinaţie, amplificatorului de intrare i se pot pune condiţiile: de simetrie (fig, I.1), a amplificării maxime a tensiunii, de impedanţă de intrare dată, de sensibilitate redusă faţă pe câmpurile exterioare, etc.

Transformatorul de cuplaj dintre tuburi cuplează circuitul anodic al etajului precedent cu circuitul grilei de comandă al etajului următor (fig. I.2). Cuplajul etajelor prin transformator se foloseşte numai când aplicarea cuplajului prin rezistenţe şi capacităţi, (mai ieftin) este imposibilă, sau nefavorabilă dintr'o cauză oarecare (§ XIII. 2, punctul 2). Condiţiile principale impuse transformatorului de cuplaj, în funcţie de destinaţia lui, pot fi: amplificarea maximă a tensiunii, obţinerea a două ten-

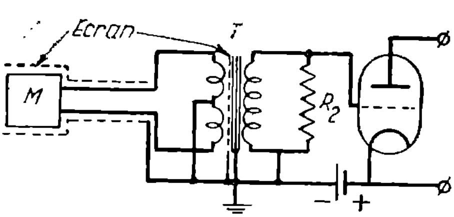


Fig. I.1. Schema etajului de intrare al unui amplificator simetric şi ecranat, pentru microfon.

siuni egale și simetrice în raport cu punctul mediu al înfășurării secundare, decalate cu 180°, o impedanță de intrare suficient de scăzută, etc.

Transformatorul de ieșire cuplează circuitul anodic al eta-

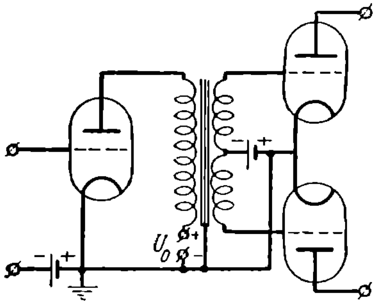


Fig. I.2. Trecerea dela un etaj simplu la un etaj în contratimp, cu transformator de cuplaj.

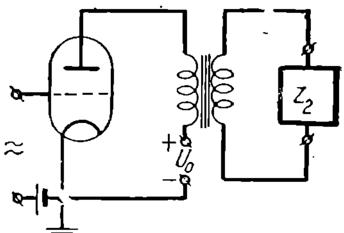


Fig. I.3. Schema cea mai simplă a etajului final cu transformator.

jului final din amplificator cu sarcina (fig. I.3). Condițiile principale, pe care trebue să le împlinească transformatorul de ieșire, afară de o anumită caracteristică de frecvență, sunt: crearea unei impedanțe de sarcină optimă pentru etajul final al amplificatorului, distorsiunile neliniare produse de transformator să fie reduse, simetria circuitului de ieșire al amplificatorului etc.

§ I.3. Distorsiunile provocate de transformatorul cu miez magnetic.

După cum se știe, condiția amplificării nedistorsionate a semnalului este ca forma curbei de curent sau tensiune obținută la ieșirea amplificatorului să corespundă exact cu forma curbei de curent sau tensiune dela intrare. Strict vorbind, semnalele acustice pot fi aperiodice sau oscilații nesinusoidale. Pentru ca amplificatorul să nu provoace deloc distorsiuni ale semnalelor de orice formă, el trebue să satisfacă două condiții: să constitue un sistem riguros linear și să posede o constantă de timp egală cu zero (în amplificator trebue să lipsească fenomenele tranzitorii). In realitate, amplificatorii nu satisfac deplin niciuna din condițiile puse, deaceea deformează semnalul aplicat la intrare. Analiza distorsiunilor produse de un amplificator nelinear cu constantă de timp finită, în cazul semnalului aperiodic la intrare, este foarte complexă sub formă generală. Pentru analiza și con-

trolul distorsiunilor, semnalul este deobicei considerat periodic, iar distorsiunile de frecvență și fază se determină considerând sistemul linear. Distorsiunile nelineare se determină presupunând constanta de timp egală cu zero, iar semnalul aplicat, o simplă oscilație sinusoidală. Aceste simplificări nu dau deobicei o mare eroare de calcul și pot fi admise pentru amplificatorii de frecvență acustică. Totuși, în unele cazuri (amplificatorii de imagine din instalațiile de televiziune, amplificatorii de impuls) trebuie să se ia în considerare fenomenele tranzitorii care au loc în circuitele amplificatorului. Transformatorii de joasă frecvență se folosesc mai ales ca elemente ale circuitelor de electroacustica, deaceea analiza distorsiunilor provocate de transformator se va efectua pe baza simplificărilor adoptate mai sus. Distorsiunile specifice provocate de transformator, la trecerea prin el a semnalelor sub formă de impuls și a celor dreptunghiulare, sunt studiate în capitolul IX.

Pe baza celor expuse se studiază următoarele distorsiuni, provocate de transformatorul de joasă frecvență:

a) distorsiunile de frecvență, caracterizate prin modificarea raportului dintre tensiunea de ieșire și cea de intrare, în funcție de frecvență.

b) distorsiunile de fază, determinate de schimbarea decalajului armonicelor de ieșire, în raport cu aceleași armonice dela intrare, în functie de frecvență.

c) distorsiunile nelineare, caracterizate prin apariția la ieșire a armonicelor, când se aplică la intrare o tensiune sinusoidală, de o frecvență dată.

d) alte deranjamente, caracterizate prin apariția la ieșire a paraziților, sgomotului de fond și a altor semnale în lipsa semnalului util la intrarea transformatorului.

Distorsiunile de fază și frecvență, produse de transformator, depind de inductanțele și capacitățile înfășurărilor lui și pot fi determinate pe baza analizei schemei lui echivalente. Proiectând transformatorul în mod corespunzător, aceste distorsiuni pot fi reduse la valoarea admisibilă.

Distorsiunile nelineare sunt provocate de nelinearitatea caracteristicei de magnetizare a miezului transformatorului. Mărimea lor depinde de calitatea materialului magnetic, de relația dintre elementele schemei de componența continuă și cea alternativă a inducției magnetice din miez. La valori ale inducției, care nu depășesc câteva sute de gauși, distorsiunile sunt deobicei atât de mici, încât pot fi neglijate. Transformatorii de intrare și cuplaj au deobicei o inducție redusă în miez, și distorsiunile nelineare ating valori neînsemnate. Acestea contează

doar în transformatorii finali de puteri medii sau mari, în care inducția maximă depășește mai mulți kilogauși. Distorsiunile neliniare produse de transformator pot fi reduse până la valoarea admisibilă, limitând inducția maximă în miez.

Apariția tensiunilor parazite în înfășurarea secundară a transformatorului este provocată de cuplajele capacitive și inductive ale transformatorului și firelor de legătură, cu sursele de câmpuri electromagnetice și electrostatice: transformatorii de forță, electromotoarele, bobinele de șoc, conductorii. Pentru limitarea paraziților este necesar să se plaseze corect piesele, la construirea aparatului, iar în unele cazuri să se ecraneze cu atenție transformatorii și circuitele cele mai periculoase sub raportul producerii paraziților.

Dacă diferitele distorsiuni indicate nu depășesc mărimea admisibilă, calitatea transformatorului se consideră satisfăcătoare.

§ I. 4 Schema echivalentă a transformatorului de joasă frecvență și diferite cazuri de funcționare

Schema echivalentă generală a transformatorului de joasă frecvență montat între sursă și sarcină este dată în fig. I.4. Schema este raportată la înfășurarea primară a transformatorului. In schemă se folosesc următoarele notații:

U — f.e.m. a generatorului conectat la înfășurarea primară,

r_1 — rezistența înfășurării primare a transformatorului,

L_{s1} — inductanța de scăpări a înfășurării primare a transformatorului.

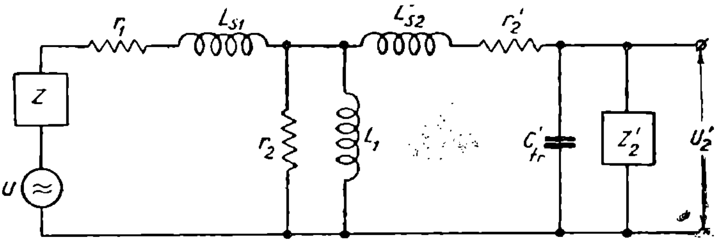


Fig. I.4. Schema echivalentă generală a unui transformator de joasă frecvență, legat între generator și sarcină.

r_e — rezistența echivalentă pirderilor în miez,

L_1 — inductanța parțială *) a înfășurării primare a transformatorului

L'_{s2} — inductanța de scăpări a înfășurării secundare, raportată la primar,

r'_2 — rezistența înfășurării secundare, raportată la primar

C'_{tr} — capacitatea proprie a transformatorului raportată la primar

Z'_2 — impedanța sarcinei transformatorului, raportată la primar,

U'_2 — tensiunea pe sarcină, raportată la primar.

După cum se știe, din electrotehnică, formulele pentru raportarea mărimilor dela înfășurarea secundară a transformatorului la cea primară sunt:

$$U'_2 = \frac{U_2}{n}; \tag{I.1}$$

$$Z'_2 = \frac{Z_2}{n^2}; \tag{I.2}$$

$$C'_{tr} = C_{tr}\, n^2; \tag{I.3}$$

$$r'_2 = \frac{r_2}{n^2}; \tag{I.4}$$

$$L'_{s2} = \frac{L_{s2}}{n^2} \tag{I.5}$$

în care n este raportul de transformare, egal cu raportul dintre numărul de spire al înfășurării secundare w_2 și numărul de spire al înfășurării primare w_1

$$n = \frac{w_2}{w_1}. \tag{I.6}$$

Drept sursă de tensiune pentru transformatori poate servi un tub electronic, un microfon, o doză electromagnetică sau electrodinamică, capul de reproducere al unui magnetofon, etc.

Impedanța diferitelor surse, precum și forța lor electromotoare sunt funcțiuni de frecvență. Sarcina transformatorului poate avea deasemenea un caracter diferit, deoarece ea poate avea deasemenea un caracter diferit, deoarece ea poate fi o rezistență, un difuzor, o linie de telecomunicații, apoi înregistrator al magnetofonului, sau circuitul de intrare al tubului electronic. Deaceea, schema echivalentă complectă, care include

* N.T. Se înțelege prin aceasta inductanța obținută prin scăderea inductanței de scăpări a primarului din inductanța lui totală.

sursa, transformatorul şi sarcina, poate fi foarte variată, având caracteristice de frecvenţă şi de fază foarte diferite.

Cazurile principale de utilizare a transformatorului de joasă frecvenţă se poate reduce la câteva grupe, fiecare grupă folosind o anumită schemă echivalentă. Se notează prin:

Z — impedanţa interioară a sursei,
R — componenta rezistivă a impedanţei interne a sursei,
L — inductanţa sursei,
C — capacitatea sursei,
U — forţa electromotoare a sursei,
ω — pulsaţia,
ω_s — pulsaţia de lucru superioară,
Z_2 — impedanţa sarcinei,
R_2 — componenta rezistivă a impedanţei sarcinii,
L_2 — inductanţa sarcinii,
C_2 — capacitatea sarcinii,
U_2 — tensiunea pe sarcină,
A — coeficientul de proporţionalitate.

Potrivit acestor notaţii, clasificarea diferitelor cazuri de utilizare a transformatorului, după felul sursei şi după tipul sarcinii, va avea aspectul următor:

a) transformatori cu sarcină rezistivă alimentaţi de o sursă de tensiune cu impedanţă internă rezistivă şi forţa electromotoare independentă de frecvenţă:

$$U = \text{const}; \; Z = R; \; Z_2 = R_2. \tag{I.7}$$

In această grupă intră: transformatorii de intrare şi de cuplaj între etaje, (puternic încărcaţi în secundar cu o sarcină rezistivă), transformatorii de ieşire cu sarcină rezistivă care lucrează alimentaţi dela un tub electronic, microfon sau alt generator de tensiune a cărui impedanţă se poate considera pur rezistivă şi constantă, iar *f. e. m.* independentă de frecvenţă.

b) transformatori cu sarcină inductivă în banda frecvenţelor superioare, lucrând alimentaţi dela o sursă cu impedanţă internă rezistivă şi forţă electromotoare independentă de frecvenţă:

$$U = \text{const}; \; Z = R; \; Z_2 = R_2 + j\omega L_2. \tag{I.8}$$

In această grupă intră: transformatorii de ieşire, care debitează pe un difuzor electrodinamic, capul de inregistrare şi alte tipuri de sarcini inductive.

c) transformatori cu sarcină capacitivă în banda frecvențelor superioare, care lucrează alimentați dela o sursă cu impedanță internă pur rezistivă și forță electromotoare independentă de frecvență:

$$U = \text{const}\,;\ Z = R\,;\ \frac{1}{Z_2} = \frac{1}{R_2} + j\,\omega C_2 \qquad \text{(I.9)}$$

In această grupă intră transformatorii de intrare și de cuplaj între etaje, care lucrează cu microfon sau tub, neîncărcați, sau slab încărcați cu sarcină rezistivă, precum și transformatorii de ieșire, care alimentează un difuzor piezoelectric.

d) transformatori cu sarcină rezistivă în banda frecvențelor superioare, care lucrează alimentați dela o sursă cu impedanță inductivă și cu forță electromotoare independentă de frecvență:

$$U = \text{const}\,;\ Z = R + j\,\omega L\,;\ Z_2 = R_2. \qquad \text{(I.10)}$$

Din această grupă fac parte transformatorii de intrare puternic încărcați, alimentați dela dozele electrodinamice sau electromagnetice, sau de alte surse de tensiune de același gen *)

e) transformatori cu sarcină capacitivă care lucrează în banda frecvențelor superioare, alimentați dela o sursă cu impedanță inductivă și forță electromotoare independente de frecvență:

$$U = \text{const}\,;\ Z = R + j\,\omega L\,;\ \frac{1}{Z_2} = \frac{1}{R_2} + j\,\omega C_2 \qquad \text{(I.11)}$$

Din această grupă fac parte transformatorii de intrare neîncărcați sau slab încărcați, care lucrează alimentați dela dozele electrodinamice, electromagnetice, sau alți transformatori de acest tip.

f) transformatori cu sarcină rezistivă, care lucrează alimentați dela o sursă cu inductanță și forță electromotoare proporțională cu frecvența:

$$U = A\,\omega\,;\ Z = R + j\,\omega L\,;\ Z_2 = R_2 \qquad \text{(I.12)}$$

Din această grupă fac parte transformatorii de intrare puternic încărcați, care lucrează alimentați dela capul de reproducere al magnetofonului.

---

*) Forța electromotoare a dozei electrodinamice sau electromagnetice, în cazul metodei adoptate de înregistrare a sunetului pe plăci de gramofon, scade linear cu frecvența în banda frecvențelor inferioare. Această scădere poate fi corectată printr'un circuit special. Ea nu este luată în considerație la analiza schemei echivalente, pentru cazul respectiv. Măsurătorile dovedesc că, componenta rezistivă a impedanței, și inductanța dozei, sau a transmițătorului, depind de frecvență. Această dependență diferă, pentru diversele construcții. Totuși, practica dovedește că, în majoritatea cazurilor, rezistența și inductanța se pot considera independente de frecvență.

g) Transformatori cu sarcină capacitivă în banda frecvențelor superioare, care lucrează alimentați dela o sursă cu reactanță inductivă și forță electromotoare proporțională cu frecvența:

$$U = A\omega;\ Z = R + j\omega L;\ \frac{1}{Z_2} = \frac{1}{R_2} + j\omega C_2. \qquad (I.13)$$

Din această grupă fac parte transformatorii de intrare neîncărcați, sau slab încărcați, care lucrează alimentați dela capul de reproducere al magnetofonului.

h) Transformatorii cu sarcină rezistivă la frecvențe inferioare lucrează alimentați dela o sursă cu reactanță capacitivă, și cu forță electromotoare independentă de frecvență:

$$U = \text{const};\ Z = R - \frac{j}{\omega C};\ Z_2 = R_2 \qquad (I.14)$$

In această grupă intră transformatorii de intrare și de cuplaj între etaje, puternic încărcați, precum și transformatorii de ieșire, cu sarcina rezistivă, care lucrează cu condensatori conectați în serie cu înfășurarea primară (de exemplu montajul cu rezistențe și transformatori).

i) Transformatori cu sarcină capacitivă în banda frecvențelor superioare, care lucrează alimentați dela o sursă cu reactanță capacitivă în banda frecvențelor inferioare, și forță electromotoare independentă de frecvență:

$$U = \text{const};\ Z = R - \frac{j}{\omega C};\ \frac{1}{Z_2} = \frac{1}{R_2} + j\omega C_2. \qquad (I.15)$$

Acestei grupe îi aparțin transformatorii de intrare și de cuplaj între etaje neîncărcați, sau slab încărcați, care lucrează cu condensator conectat în serie, în înfășurarea primară (montajul cu rezistență și transformatori).

j) Transformatori cu sarcină rezistivă, sau neîncărcați, care lucrează alimentați dela o sursă pur rezistivă cu forță electromotoare independentă de frecvență. Spre deosebire de cazurile studiate anterior, aici numai o singură frecvență bine determinată este frecvența de regim, și nu o bandă de frecvențe. In consecință, tensiunea în înfășurarea secundară trebue să scadă repede, la variația frecvenței, în ambele sensuri:

$$U = \text{const};\ Z = R;\ Z_2 = R_2 \text{ (sau egală cu infinitul)}. \qquad (I.16)$$

Din această grupă fac parte transformatorii din etajele amplificatorilor selectivi.

Analiza caracteristicelor de frecvență și de fază ale cazurilor indicate mai sus duce la metode de calcul și la formule

de calcul diferite ceeace se înţelege dela sine, deoarece schemele echivalente diferă pentru grupele enumerate. In expunerea de mai jos se face analiza schemelor echivalente şi se deduc formulele de calcul.

§ I. 5 Evaluarea distorsiunilor de frecvenţă, de fază şi nelineare.

Prin factorul distorsiunilor de frecvenţă la frecventa ω, se înţelege raportul factorului de amplificare al montajului, in banda frecvenţelor medii de lucru k_0, faţă de amplificarea k_ω, la frecvenţa ω.

$$M\omega = \frac{k_0}{k\omega}. \tag{I.17}$$

în care $M\omega$ este factorul distorsiunilor de frecvenţă la frecvenţa ω.

Factorul distorsiunilor de frecvenţă poate fi definit, deasemenea, ca fiind raportul tensiunii de ieşire, la frecvenţe medii, faţă de tensiunea de ieşire, la frecvenţa ω, cu condiţia ca tensiunea de intrare să rămână constantă

$$M\omega = \frac{U_0}{U_\omega}. \tag{I.18}$$

Factorul distorsiunilor de frecvenţă se exprimă sub formă de raport (I.17, I.18), sau în unităţi logaritmice (decibeli sau neperi)

$$M_{db} = -20 \log \frac{k_0}{k_\omega} = -20 \log M; \tag{I.19}$$

$$M_{nep} = -\ln \frac{k_0}{k_\omega} = -\ln M. \tag{I.20}$$

Trecerea dela o unitate logaritmică la alta, cum şi trecerea dela unităţile logaritmice la raport, se execută după formulele:

$$M_{db} = 8{,}68\ M_{nep}; \tag{I.21}$$

$$M_{nep} = 0{,}115\ M_{db}; \tag{I.22}$$

$$M = 10^{-\frac{M_{db}}{20}} = e^{-M_{nep}} \tag{I.23}$$

Pentru a aprecia mărimea distorsiunilor de frecvenţă se

utilizează caracteristica de frecvenţă, care reprezintă factorul de amplificare, în funcţie de frecvenţă (fig. I.5).

Distorsiunile de fază provocate de transformatori se determină după variaţia cu frecvenţa a unghiului de decalaj între semnalul dela intrare şi cel dela ieşire. Dacă unghiul de decalaj este egal cu zero pentru toate frecvenţele, sau variază direct proporţional cu frecvenţa, atunci forma curbei semnalului de ieşire în lipsa distorsiunilor de frecvenţă şi a celor nelineare va fi identică cu forma curbei semnalului incident şi distorsiunile de fază lipsesc. Pentru a calcula mărimea distorsiunilor de fază se utilizează caracteristica de fază (fig. I.6) unde pe abscisă este

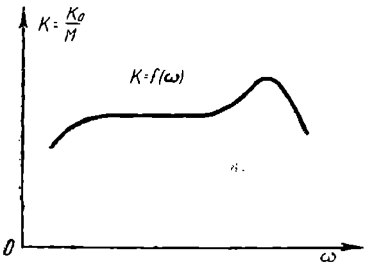


Fig. I.5. Caracteristica de frecvenţă.

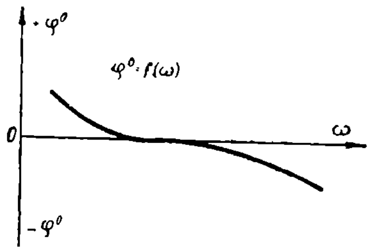


Fig. I.6. Caracteristica de fază.

trecută frecvenţa, iar pe ordonată unghiul de decalaj al fazei tensiunii de ieşire, în raport cu cea dela intrare. Unghiul de decalaj al fazei se măsoară în grade sau minute şi se notează deobicei prin φ.

Distorsiunile nelineare pot fi caracterizate comod prin factorul de nelinearitate (vezi B5). Factorul de nelinearitate al sistemului poate fi definit cu raportul dintre valoarea eficace a curentului sau tensiunii armonicelor, apărute în sistem, şi valoarea eficace a curentului sau a tensiunii fundamentalei, când asupra sistemului acţionează un semnal sinusoidal:

$$k_f = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + \dots}}{I_1} = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots}}{U_1}. \qquad (I.24)$$

Inmulţind numărătorul şi numitorul ambelor formule prin $\sqrt{2}$, se obţin expresiile care dau factorul de nelinearitate în funcţie de valorile maxime ale armonicelor şi fundamentalei

$$k_f = \frac{\sqrt{I_{m2}^2 + I_{m3}^2 + I_{m4}^2 + \dots}}{I_{m1}} = \frac{\sqrt{U_{m2}^2 + U_{m3}^2 + U_{m4}^2 + \dots}}{U_{m1}} \qquad (I.25)$$

în care: k_f — factorul de nelinearitate
I_2, I_3, I_4 — valorile eficace ale curenților armonicelor a doua, a treia și a patra.
U_2, U_3, U_4 — valorile eficace ale tensiunilor armonicelor.
I_{m2}, I_{m3}, I_{m4} — intensitățile maxime ale armonicelor a doua, a treia și a patra.
U_{m2}, U_{m3}, U_{m4} — valorile maxime ale tensiunii armonicelor a doua, a treia și a patra.
I_1 — valoarea eficace a curentului fundamentalei.
U_1 — valoarea eficace a tensiunii fundamentalei.

Factorul de nelinearitate se exprimă printr'un raport, sau în procente; în ultimul caz, partea dreaptă a formulelor (I.24) și (I.25) se înmulțește prin 100.

CAPITOLUL II

TRANSFORMATORII CU SARCINĂ REZISTIVĂ, ALIMENTAȚI DELA O SURSĂ DE TENSIUNE CU IMPEDANȚA INTERNĂ REZISTIVĂ

§ II. 1. Schema echivalentă.

Orice sursă și sarcină au, în afară de componenta rezistivă a impedanței și o componentă reactivă, care depinde de frecvență. Totuși, dacă în banda frecvențelor de lucru, componenta reactivă a impedanței este mult mai mică decât componenta rezistivă, ea poate fi neglijată, fără a introduce prin aceasta o eroare însemnată.

Din transformatorii a căror sursă de tensiune și a căror sarcină pot fi considerate respective, fac parte:

a) Transformatorii de intrare puternic încărcați cu rezistență în secundar (formula II.1). Aceștia lucrează alimentați dela un microfon cu cărbune, sau electrodinamic, volum control cu impedanța de ieșire constantă, linie de telecomunicații cu corecție și alte surse, a căror impedanță se poate considera rezistivă, în zona frecvențelor de lucru.

b) Transformatorii de cuplaj între tuburi, puternic încărcați cu rezistență pură, în secundar.

c) Transformatorii de ieșire, care debitează pe o rezistență pură, volum control cu impedanță de intrare constantă, linie de telecomunicații cu corecție.

d) Transformatorii de ieșire, care debitează pe o sarcină a cărei componentă reactivă poate să varieze în limite foarte largi, în timpul funcționării. Ca exemplu poate servi transformatorul de ieșire al amplificatorului de radioficare, a cărui sarcină este funcție de parametrii rețelei și de numărul difuzoarelor conectate. In acest caz la calculul transformatorului, sarcina trebue să se considere pur rezistivă deoarece mărimea componentei reactive poate varia în limite largi, și chiar poate să schimbe semnul.

Nu orice transformator de intrare sau de cuplaj, între tuburi cu sarcină în secundar, poate fi studiat ca un transformator

cu sarcină rezistivă. In derivație cu rezistența sarcinii, după cum se vede din fig. I.4, este conectată capacitatea proprie a transformatorului C_{tr}, precum și capacitatea montajului și capacitatea de ieșire a lămpii. Calculele și verificarea experimentală dovedesc că dacă în banda frecvențelor de lucru superioare, reactanța capacității totale, care încarcă înfășurarea secundară a transformatorului, depășește de trei sau mai multe ori valoarea rezistenței sarcinii din înfășurarea secundară, sarcina se poate considera pur rezistivă, iar caracteristica de frecvență poate fi calculată neglijând influența capacității. Deaceea se poate considera că sarcina transformatorului de intrare sau de cuplaj între tuburi, este rezistivă dacă se respectă condiția:

$$R_2 \leqslant \frac{1}{3\omega_s C} = \frac{1}{3\omega_s (C_{tr} + C_m + C_{int})} \qquad \text{(II.1)}$$

în care C — capacitatea totală, care încarcă înfășurarea secundară a transformatorului,

C_{tr} — capacitatea proprie a transformatorului,

C_m — capacitatea montajului,

C_{int} — capacitatea de intrare a tubului pe care debitează transformatorul,

ω_s — pulsația superioară de lucru,

iar R_2 — rezistența ce încarcă înfășurarea secundară a transformatorului.

Capacitatea proprie a transformatorului C_{tr} este funcție de dimensiunile lui și de construcție, și deobicei este cuprinsă între 25-250 $\mu\mu F$. Valorile capacităților proprii ale diferitilor transformatori sunt indicate în tabela XV 3, din paragraful XV 3.

In cazul conductorilor neecranați, capacitatea circuitului grilei C_m este deobicei cuprinsă între 10-20 $\mu\mu F$. In cazul folosirii conductorilor ecranați, această capacitate se mărește și poate fi calculată în functie de lungimea conductorului ecranat și de capacitatea lui specifică (capacitatea pe metru de lungime). Ulterior se va dovedi că mărirea capacității care încarcă transformatorul, reduce amplificarea etajului, sau înrăutățește caracteristica lui de frecvență și de fază. Deaceea, o capacitate însemnată a montajului se poate admite doar în cazurile când acest fapt este inevitabil.

Capacitatea de intrare a tubului, sau a lămpii pe care debitează transformatorul C_{int}, depinde de tipul tubului folosit și de schema etajului. In cazul cel mai simplu, (etaj simplu cu

sarcină rezistivă, lucrând în clasa A cu o triodă fără reacție), capacitatea de intrare se determină după formula:

$$C_{int} = C_{gk} + C_{ag}\left(1 + \frac{U_a}{U_g}\right), \qquad (II.2)$$

în care C_{gk} — capacitateă statică grilă-catod a triodei,
C_{ag} — capacitatea statică anod-grilă,
U_a — componenta alternativă a tensiunii pe anod,
U_g — componenta alternativă a tensiunii pe grilă.

Determinarea capacității de intrare a tubului, în cazurile mai complicate, poate fi făcută pe baza teoriei expuse la cursul de amplificatori de joasă frecvență (vezi B4 și 5).

In cazul transformatorilor de ieșire, care debitează pe o rezistență pură (fig, II.1), influența capacității poate fi neglijată

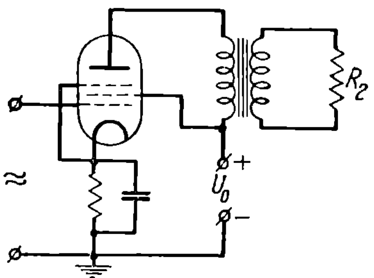


Fig. II.1. Schema de principiu a etajului final cu pentodă, cu transformator de ieșire, care debitează pe o sarcină rezistivă.

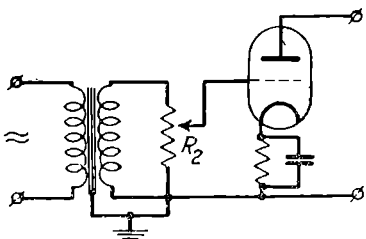


Fig. II.2. Transformator de intrare cu sarcină în iufășurarea secundară, folosit ca regulator de amplificare.

aproape totdeauna, deoarece rezistența sarcinii este în majoritatea cazurilor redusă.

Shuntarea înfășurării secundare a transformatorului, prin rezistență, se folosește deseori în practică, deoarece ea permite:

a) Să se realizeze reglarea amplificării, folosind shuntul ca regulator de amplificare (fig. II.2).

b) Să se facă sarcina transformatorului rezistivă, din punct de vedere practic, în banda frecvențelor de lucru, ceeace permite obținerea unei impedanțe aproape constante în banda de lucru, micșorează posibilitatea apariției fenomenelor tranzitorii de lungă durată, și micșorează unghiul de decalaj provocat de transformator la frecvențe ridicate.

c) Să se îmbunătăţească calitatea funcţionării etajului, adică să se elimine posibilitatea autoexcitării.

Pentru a elimina posibilitatea autoexcitării etajului de amplificare la un amplificator bine calculat şi construit, este suficient deobicei să se conecteze pe înfăşurarea secundară o rezistenţă de 0,5–2 $M\Omega$. Introducerea acestei rezistenţe nu are repercusiuni însemnate asupra factorului de amplificare al etajului, dar măreşte mult stabilitatea funcţionării amplificatorului. Totuşi, o astfel de rezistenţă nu imprimă deobicei un caracter rezistiv sarcinii transformatorului în întreaga bandă a frecvenţelor de lucru, deoarece ea nu satisface condiţia (II.1), fiind prea mare.

Dacă shuntul din înfăşurarea secundară se introduce ca să asigure caracterul rezistiv al sarcinii transformatorului, în banda frecvenţelor de lucru, valoarea maximă admisibilă a rezistenţei sale se determină după expresia (II.1).

Folosirea shuntului în înfăşurarea secundară, pentru mărirea stabilităţii funcţionării etajului, este aproape totdeauna necesară în etajele de contratimp, cu transformatori de intrare şi ieşire, precum şi în amplificatorii cu mai multe etaje cu transformatori. Cauza autoexcitării etajului cu transformator neîncărcat se explică prin faptul că deseori rezistenţa circuitului grilei este insuficientă pentru compensarea rezistenţei negative, produsă în circuitul grilei datorită capacităţilor dintre electrozii tubului şi capacităţii montajului. La frecvenţa de rezonanţă a circuitului grilei, determinată de capacitatea totală C, care încarcă înfăşurarea secundară a transformatorului şi de inductanţa de scăpari a transformatorului raportată la secundar L'_s (fig. II.3), rezistenţa circuitului scade până la o valoare foarte mică şi deseori este insuficientă pentru funcţionarea stabilă a etajului. Conectarea shuntului în înfăşurarea secundară măreşte rezistenţa circuitului grilei, şi prin aceasta face ca funcţionarea etajului să fie stabilă. Cu cât este mai mică rezistenţa shuntului, cu atât el reduce mai mult amplificarea etajului; deaceea, în cazurile când shuntul se montează pentru îmbunătăţirea stabilităţii funcţionării, rezistenţa lui se ia destul de mare.

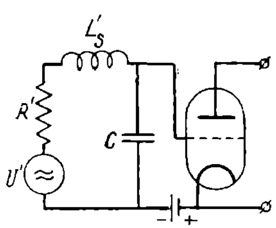


Fig. II.3 Schema echivalentă simplificată a transformatorului, pentru banda frecvenţelor de lucru superioare, raportată la circuitul grilei.

Shuntarea înfăşurării primare a transformatorului nu îmbunătăţeşte de fapt stabilitatea funcţionării etajului, deoarece la frecvenţele superioare, rezistenţa care shuntează înfăşurarea primară apare co-

nectată în serie cu inductanța de scăpări a transformatorului, ca și cum s'ar deconecta dela circuitul grilei.

Problema calculului electric al transformatorului cuprinde determinarea următoarelor mărimi, a căror cunoaștere este necesară pentru construcția transformatorului;

1. Rezistențele înfășurărilor.
2. Inductanța înfășurării primare.
3. Inductanțele de scăpări.
4. Raportul de transformare.
5. Constanta de timp a transformatorului.

Afară de aceasta sunt necesare expresiile care permit: să se determine caracteristicele de frecvență și de fază ale etajului de amplificare cu transformator, să se găsească factorul de amplificare și să se determine inducția maximă în miez, de care depind distorsiunile nelineare produse de transformator.

Toate mărimile indicate se pot deduce din analiza schemei echivalente a etajului de amplificare, dacă se cunosc: schema de principiu, banda frecvențelor de lucru, distorsiunile admisibile de frecvență (sau de fază), randamentul transformatorului și datele sursei semnalului.

Să trecem la analiza schemei echivalente și la determinarea mărimilor indicate.

§ II. 2. Schemele echivalente simplificate, pentru frecvențele de lucru inferioare, medii și superioare.

Pentru analiza caracteristicei de fază și de frecvență a transformatorului cu sarcină rezistivă care lucrează alimentat dela o sursă cu forță electromotoare independentă de frecvență și cu impedanță internă pur rezistivă se poate folosi *schema echivalentă* complectă, reprezentată în fig. II.4. Totuși, în acest caz formulele de calcul sunt foarte complicate și incomode în practică, iar deducerea lor este dificilă. Chiar în cazul când raportul dintre frecvența de lucru superioară și cea inferioară este de 10–20 (în realitate este deobicei mult mai mare) schema echivalentă complectă poate fi simplificată fără a cauza o eroare apreciabilă, obținând

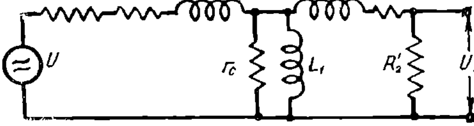


Fig. II.4. Schema echivalentă complectă a transformatorului cu sarcina rezistivă, care lucrează alimentat dela o sursă cu impedanță rezistivă.

din ea scheme care sunt juste, doar pentru o bandă anumită de frecvențe (vezi B4 și 5).

Deobicei se studiază trei scheme de acest gen: a) pentru frecvențe inferioare, b) pentru frecvențe medii, c) pentru frecvențe superioare.

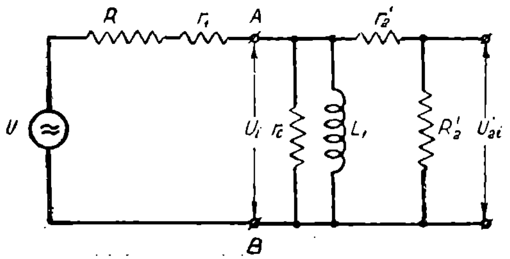


Fig. II.5. Schema echivalentă a transformatorului cu sarcină rezistivă, pentru frecvențele inferioare.

In banda frecvențelor de lucru inferioare, influența inductanței de scăpări a înfășurărilor transfomatorului se poate neglija. In acest caz se obține schema echivalentă pentru zona frecvențelor de regim inferioare, indicată în fig. II 5.

In banda frecvențelor de lucru medii este neglijabilă din punct de vedere practic atât iufluența inductanței de scăpări a înfășurărilor, cât și a circuitului derivație, constituit de inductanța întășurării primare a transformatorului și rezistența pierderilor în miez. Rezultă că, pentru frecvențele de lucru medii se obține schema echivalentă, reprezentată în fig. II. 6.

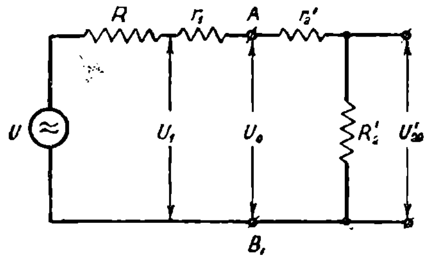


Fig. II.6. Schema echivalentă a transformatorulni cu sarcină rezistivă pentru frecvențele medii.

In banda frecvențelor de lucru superioare, inductanța înfășurării primare și rezistența pierderilor în miez este neglijabilă, deaceea schema pentru frecvențele superioare ia forma reprezentată în fig. II.7.

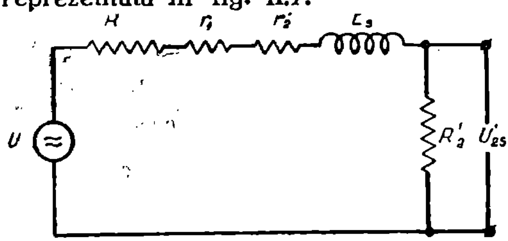


Fig. II.7. Schema echivalentă a transformatorului cu sarcină rezistivă pentru frecvențele superioare.

Aici, prin L_s este notată inductanța de scăpări a transformatorului, egală cu suma inductanței de scăpări a înfășurării primare și a inductanței de scăpări a înfășurării secundare raportată la primar:

$$L_s = L_{s1} + L'_{s2} = L_{s1} + \frac{L_{s2}}{n^2} \qquad \text{(II.3)}$$

§ II.3. Caracteristicele de frecvență și de fază, în banda frecvențelor inferioare și determinarea inductanței necesare a înfășurării primare

Pentru determinarea distorsiunilor de frecvență, produse de transformatorul cu sarcină rezistivă în banda frecvențelor de lucru inferioare, este necesar să se determine raportul dintre tensiunea de ieșire, la frecvențele medii, și tensiunea de ieșire, la frecvențele inferioare (joase).

Pentru aceasta se vor folosi schemele echivalente pentru frecvențele medii și inferioare, reprezentate în figurile II. 5 și II. 6 și se vor înlocui cu un generator echivalent, raportat la bornele *A* și *B*. Sursa de tensiune cu rezistența $R + r_1$ și cu sarcina $r'_2 + R'_2$ va fi înlocuită prin generatorul echivalent cu tensiunea U_{ei} și cu rezistența internă R_{ei}. După această substituire, schemele vor avea forma arătată în figurile II. 8 și II. 9. Rezistența interioară și forța electromotoare a generatorului echivalent se vor determina prin metoda mersului în gol și în scurtcircuit, metode bine cunoscute din electrotehnică.

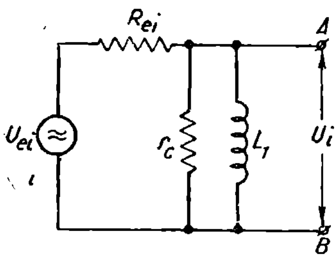


Fig. II.8. Schema echivalentă simplificată a transformatorului, pentru frecvențele inferioare.

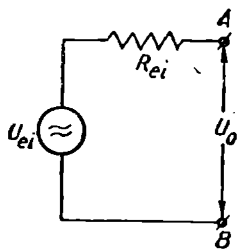


Fig. II.9. Schema echivalentă simplificată a transformatorului cu sarcină rezistivă pentru frecvențe medii.

Pentru schema din fig. II.6, curentul de scurtcircuit se va determina din expresia:

$$I_{sc} = \frac{U}{R + r_1} \tag{II.4}$$

iar tensiunea de mers în gol (f. e. m. a generatorului echivalent):

$$U_0 = U_{ei} = U \frac{r'_2 + R'_2}{R + r_1 + r'_2 + R'_2}. \tag{II.5}$$

Deci, rezistența internă a generatorului echivalent este:

$$R_{ei} = \frac{U_0}{I_{sc}} = \frac{(R + r_1)(r'_2 + R'_2)}{R + r_1 + r'_2 + R'_2} = \frac{(R + r_1)(R_a - r_1)}{R + R_a}, \tag{II.6}$$

în care R_a este rezistența cu care se încarcă sursa de tensiune și care este egală cu suma rezistențelor r_1, r'_2 și R'_2. După cum se vede din formula obținută, R_{ei} este egală cu rezistența obținută prin legarea în paralel între punctele A și B a rezistențelor $R+r_1$ și $r'_2+R'_2$.

Când rezistențele înfășurărilor sunt mici în comparație cu rezistența sarcinii, ceeace are loc la transformatorii de ieșire de mare putere, rezistența înfășurărilor poate fi neglijată și formula (II.6) capătă forma:

$$R_{ei} \approx \frac{R\,R_a}{R+R_a}\,. \tag{II.7}$$

Tensiunile U'_{2i} și U_i, precum și tensiunile U'_{20} și U_0 sunt proporționale două câte două și sunt în fază. Deaceea, pentru determinarea distorsiunilor de frecvență, în banda frecvențelor inferioare, pot fi folosite schemele echivalente din fig. II.8 și II.9.

Tensiunea U_0, din fig. II.9 este egală cu U_{ei}, iar tensiunea U_i, conform fig. II.8 este:

$$U_i = U_{ei}\frac{Z_c}{R_{ei}+Z_c}\,, \tag{II.8}$$

în care Z_c reprezintă impedanța echivalentă inductanței înfășurării primare L_1 și rezistenței pierderilor în miez r_c.

$$Z_c = \frac{r_c\,j\,\omega\,L_1}{r_c+j\,\omega\,L_1}\,. \tag{II.9}$$

Deci factorul distorsiunilor de frecvență M_i este:

$$M_i = \frac{k_o}{k_i} = \frac{U_o}{U_i} = \frac{R_{ei}+Z_c}{Z_c} = 1+\frac{R_{ei}}{Z_c}\,. \tag{II.10}$$

Substituind în (II. 10) valoarea Z_c și împărțind numărătorul cu numitorul fracției, prin r^2_c, se obține:

$$M_i = 1+\frac{R_{ei}(r_c+j\,\omega\,L_1)}{r_c\,j\,\omega\,L_1} = 1+\frac{\frac{R_{ei}}{r_c}\left(1+j\frac{\omega\,L_1}{r_c}\right)}{j\frac{\omega\,L_1}{r_c}} =$$

$$= 1+\frac{\frac{R_{ei}}{\omega L_1}\cdot\frac{\omega\,L_1}{r_c}\left(1+j\frac{\omega\,L_1}{r_c}\right)}{j\frac{\omega\,L_1}{r_c}} = 1+\frac{R_{ei}}{\omega\,L_1\,Q_c} - j\frac{R_{ei}}{\omega\,L_1}, \tag{II.11}$$

în care prin Q_c este notat raportul $\frac{r_c}{\omega L_1}$, egal numeric cu cotangenta unghiului de pierderi al curentului de mers în gol al transformatorului care de aici înainte (vezi paragraful XI. 2) se va numi factorul de calitate al miezului transformatorului:

$$Q = \operatorname{ctg} \psi_c = \frac{r_c}{\omega L_1}. \tag{II.12}$$

Din expresia (II.11) se obţine cu uşurinţă modulul factorului distorsiunilor de frecvenţă, pentru frecvenţele de lucru inferioare:

$$M_i = \sqrt{\left(1 + \frac{R_{ei}}{\omega L_1 Q_c}\right)^2 + \left(\frac{R_{ei}}{\omega L_1}\right)^2} =$$

$$= \sqrt{\left(1 + \frac{R_{ei}}{r_c}\right)^2 + \left(\frac{R_{ei}}{\omega L_1}\right)^2}. \tag{II.13}$$

Permeabilitatea magnetică a miezului scade la inducţii mici. Rezultatul este micşorarea inductanţei înfăşurării primare şi, prin urmare, mărirea distorsiunilor de frecvenţă, provocate de transformator când scade amplitudinea tensiunii aplicate. Deaceea, calculul distorsiunilor de frecvenţă se face deobicei pentru amplitudinea minimă a tensiunii aplicate transformatorului. La inducţii reduse şi la frecvenţe scăzute, mărimea Q_c, pentru materialele magnetice folosite la transformatorii de joasă frecvenţă, după cum dovedesc măsurătorile, este mult mai mare decât unitatea. Raportul $\frac{R_{ei}}{\omega L_1}$ în zona frecvenţelor de lucru obişnuite este mai mic decât unitatea şi deci se poate neglija aproape întotdeauna mărimea $\frac{R_{ei}}{\omega L_1 Q_c}$, în comparaţie cu unitatea. Atunci expresia pentru determinarea distorsiunilor de frecvenţă, în banda frecvenţelor inferioare, pentru transformatorul cu sarcină rezistivă, va avea forma:

$$M_i = \sqrt{1 + \left[\frac{R_{ei}}{\omega_i L_1}\right]^2}. \tag{II.14}$$

Formula simplificată (II.14) dă un rezultat suficient de precis pentru valorile mari ale lui Q_c, ceeace corespunde inducţiilor mici (nu mai mari decât zecile de gauşi) şi la frecvenţe scăzute, până la câteva sute de herţi. Eroarea produsă de formula simplificată se măreşte în cazul valorilor absolute mici.

Pentru uşurarea calculului distorsiunilor de frecvenţă, după formula precisă din fig. II.10, se dă o diagramă după care se poate găsi factorul distorsiunilor de frecvenţă, dacă se cunoaşte raportul $\frac{R_{ei}}{\omega L_1}$ şi Q_c. Diagrama este construită după expresia (II. 13), pentru diferite valori ale lui Q_c.

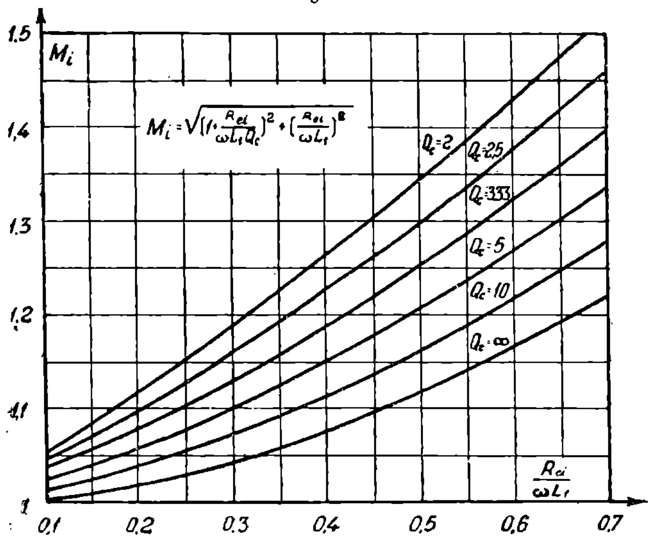


Fig. II.10. Factorul distorsiunilor de frecvenţă M_i, în funcţie de raportul $\frac{R_{ei}}{\omega L_1}$, pentru diferite valori ale factorului de calitate al materialului magnetic.

Explicitând din (II.14) pe L_1, se obţine expresia pentru calculul inductanţei minime necesare a înfăşurării primare în funcţie de distorsiunile de frecvenţa propuse la frecvenţa de lucru inferioară:

$$L_1 = \frac{R_{ei}}{\omega_i \sqrt{M_i^2 - 1}} . \qquad \text{(II.15)}$$

La calculul transformatorilor de ieşire puternici (de ordinul sutelor de waţi sau mai mult), al căror randament depăşesc 92—95%, se poate neglija rezistenţa înfăşurărilor; atunci expresia (II.6), pentru determinarea rezistenţei generatorului echivalent, se va simplifica şi va lua forma:

$$R_{ei} = \frac{R R'_2}{R + R'_2} = R \frac{a}{1+a}, \qquad \text{(II.16)}$$

în care:

$$\alpha = \frac{R'_2}{R}. \tag{II.17}$$

In acest caz, pentru determinarea inductanței înfășurării primare se obține formula:

$$L_1 = \frac{\alpha R}{\omega_i (1+\alpha)\sqrt{M_i^2 - 1}}, \tag{II.18}$$

iar formula pentru determinarea distorsiunilor de frecvență ia forma:

$$M_i = \sqrt{1 + \left[\frac{\alpha R}{(1+\alpha)\omega L_1}\right]^2}. \tag{II.19}$$

Expresiile obținute permit să se calculeze, cu un grad de precizie suficient, caracteristica de frecvență a etajului de amplificare cu transformator care debitează pe o sarcină rezistivă, putându-se găsi deasemenea, în funcție de distorsiunile de frecvență, la frecvența de lucru inferioară, inductanța minimă necesară a înfășurării primare.

După cum s'a indicat mai sus, carecteristica de frecvență a transformatorului cu miez de material magnetic în tole, depinde în mare măsură de amplitudinea tensiunii aplicate transformatorului. Inducția maximă în miezul transformatorului, în cazul aplicării în înfășurarea primară a unei tensiuni sinusoidale cu frecvența unghiulară (pulsația) ω, se determină prin cunoscuta expresie:

$$B_m = \frac{E_{m1}\, 10^8}{\omega\, q_c\, w_1} \tag{II.20}$$

în care B_m — amplitudinea inducției în miez, în gauși

E_{m1} — amplitudinea forței contraelectromotoare din înfășurarea primară, în volți, aproximativ egală cu amplitudinea tensiunii aplicate.

ω — pulsația tensiunii aplicate,

q_c — secțiunea netă a materialului magnetic al miezului, în cm^2

w_1 — numărul spirelor înfășurării primare.

La tensiuni mici aplicate transformatorului, inducția din miez nu depășește fracțiuni de gauși, iar permeabilitatea magnetică a miezului este minimă (așa numita permeabilitate inițială). Inductanța înfășurării primare, proporțională cu permeabilitatea mag-

netică a miezului, după cum se vede din expresia care determină inductanța înfășurării primare, va fi deasemenea minimă:

$$L_1 = \frac{0{,}4\pi\mu_{\sim i} w_1^2 q_c}{10^8 l_c} \qquad (II.21)$$

aici L_1 = inductanța înfășurării primare, în henry,

$\mu_{\sim i}$ — permeabilitatea magnetică inițială a materialului miezului, pentru componenta alternativă a fluxului magnetic,

l_c — lungimea medie a liniilor magnetice de forță în miez, în cm.

In cazul unor astfel de tensiuni aplicate, caracteristica de frecvență va fi cea mai proastă. Dacă inducția maximă în miezul transformatorului, care apare în cazul tensiunii maxime aplicată transformatorului, nu depășește fracțiuni de gauși sau câțiva gauși, atunci permeabilitatea, din punct de vedere practic, nu va depinde de amplitudinea semnalului, iar caracteristica de frecvență va fi una și aceiași, atât în cazul semnalului celui mai slab, cât și în cazul semnalului celui mai puternic. Aceasta are loc în transformatorii de intrare ai amplificatorilor, a căror tensiune se măsoară în milivolți și în transformatorii de cuplaj dintre tuburi, care lucrează la tensiuni mici și au un număr mare de spire în înfășurarea primară.

In transformatorii de ieșire de medie și mare putere, inducția maximă în miez atinge 8 000 — 11 000 gauși la amplitudinea maximă a tensiunii și caracteristica de frecvență variază mult cu amplitudinea. La tensiuni mici, corespunzătoare permeabilității inițiale, caracteristica de frecvență este cea mai proastă. Când tensiunea crește, ea se îmbunătățește, iar la tensiuni corespunzătoare zonei permeabilității maxime (4 000 — 6 000 gauși, pentru calitățile obișnuite de tole de transformator), caracteristica de frecvență este optimă. Dacă se continuă mărirea amplitudinii semnalului, caracteristica de frecvență se înrăutățește din nou. Pentru ca variația caracteristicei de frecvență a transformatorului de ieșire să nu se reflecte intens asupra caracteristicei de frecvență generală a amplificatorului. în transformatorul de ieșire nu trebue să se admită distorsiuni de frecvență care să depășească 1 — 2 decibeli.

Transformatorul cu sarcină rezistivă provoacă un decalaj de fază atât în banda frecvențelor de lucru inferioare, cât și în banda frecvențelor superioare. Pentru determinarea caracteristicei de fază în banda frecvențelor inferioare, este suficient să se deter-

mine din schema II.8, raportul dintre tensiunea de ieşire U_i şi *f.e.m.* a sursei U_{ei}:

$$\frac{U_i}{U_{ei}}=\frac{\dfrac{j\omega L_1 r_c}{j\omega L_1+r_c}}{R_{ei}+\dfrac{j\omega L_1 r_c}{j\omega L_1+r_c}}=$$

$$=\frac{j\dfrac{\omega L_1}{r_c}}{R_{ei}\dfrac{1}{r_c}\left(1+j\dfrac{\omega L_1}{r_c}\right)+j\dfrac{\omega L_1}{r_c}}. \qquad \text{(II.22)}$$

Introducând Q_c, conform cu formula (II.12), se va obţine prin transformări simple:

$$\frac{U_i}{U_{ei}}=\frac{1}{1+\dfrac{R_{ei}}{\omega L_1 Q_c}-j\dfrac{R_{ei}}{\omega L_1}}=\frac{\left(1+\dfrac{R_{ei}}{\omega L_1 Q_c}\right)+j\left(\dfrac{R_{ei}}{\omega L_1}\right)}{\left[1+\dfrac{R_{ei}}{\omega L_1 Q_c}\right]^2+\left[\dfrac{R_{ei}}{\omega L_1}\right]^2}=$$

$$=\frac{A+jB}{A^2+B^2} \qquad \text{(II.23)}$$

Tangenta unghiului de decalaj a tensiunii de ieşire, în raport cu *f. e. m.* a sursei, se va determina ca fiind raportul componentei imaginare a numarătorului, faţă de cea reală:

$$\operatorname{tg}\varphi_i=\frac{\dfrac{R_{ei}}{\omega L_1}}{1+\dfrac{R_{ei}}{\omega L_1 Q_c}}=\frac{R_{ei}}{\omega L_1+\dfrac{R_{ei}}{Q_c}}. \qquad \text{(II.24)}$$

La valori mari pentru Q_c (inducţii mici în miez), formula se simplifică:

$$\operatorname{tg}\varphi_i=\frac{R_{ei}}{\omega L_1}. \qquad \text{(II.25)}$$

Din expresiile (II.24) şi (II.25) se vede că decalajele de fază, în banda frecvenţelor inferioare, sunt pozitive, adică tensiunea de ieşire este în avans faţă de cea de intrare. Unghiul de decalaj al fazei este aproape de zero, în cazul valorilor mari ale lui ω (frecvente medii). El creşte pe măsura scăderii frecvenţei, tinzând spre 90^0, la frecvenţe foarte scăzute.

§ II. 4 Caracteristicele de frecvență și de fază în banda frecvențelor superioare și determinarea inductanței de scăpări admisibile

Distorsiunile de frecvență, în banda frecvențelor superioare, produse de transformatorii cu sarcină rezistivă, sunt condiționate de influența inductanței de scăpări a transformatorilor. Din schemele echivalente din figurile II.6 și II.7, se poate determina modulul raportului tensiunilor raportate la sarcină, care reprezintă factorul distorsiunilor de frecvență, în banda frecvențelor de lucru superioare:

$$M_s = \frac{U'_{20}}{U'_{2s}} = \frac{U\dfrac{R'_2}{R+r_1+r'_2+R'_2}}{U\dfrac{R'_2}{\sqrt{(R+r_1+r'_2+R'_2)^2+(\omega L_s)^2}}} =$$

$$= \frac{\sqrt{(R+r_1+r'_2+R'_2)^2+(\omega L_s)^2}}{R+r_1+r'_2+R'_2}. \qquad \text{(II.26)}$$

Se notează prin α raportul dintre rezistența totală, care încarcă sursa, și rezistența interioară a sursei:

$$\alpha = \frac{r_1+r'_2+R'_2}{R} = \frac{R_a}{R}; \qquad \text{(II.27)}$$

atunci formula (II.26) după substituirea lui α și după unele reduceri va lua forma:

$$M_s = \sqrt{1+\left[\frac{\omega L_s}{(1+\alpha)R}\right]^2} = \sqrt{1+\left[\frac{\omega L_s}{R+R_a}\right]^2}. \qquad \text{(II.28)}$$

Expresia obținută este foarte practică pentru construirea caracteristicei de frecvență a transformatorului cu sarcină rezistivă în banda frecvențelor de lucru superioare.

Prin explicitarea din (II.28) a inductanței de scăpări L_s, se va obține formula pentru calculul inductanței de scăpări maxim admisibile, în funcție de pulsația de lucru superioară propusă ω_s, și de distorsiunile de fază admisibile M_s, la această frecvență:

$$L_s \leqslant \frac{(1+\alpha)R}{\omega_s}\sqrt{M_s^2-1} = \frac{(R+R_\alpha)\sqrt{M_s^2-1}}{\omega_s}. \qquad \text{(II.29)}$$

Din analiza expusă reiese că factorii distorsiunilor de frecvență M_i și M_s, pentru etajul de amplificare cu transformatori

care debitează pe o sarcină rezistivă, sunt totdeauna mai mari decât unitatea. Deaceia, distorsiunile de frecvenţă, exprimate în unităţi logaritmice, (vezi paragraful I.5) sunt totdeauna negative iar caracteristica de frecvenţă rectilinie din punct de vedere practic în banda de frecvenţe medii scade la frecvenţe de lucru inferioare şi superioare (fig.II.11).

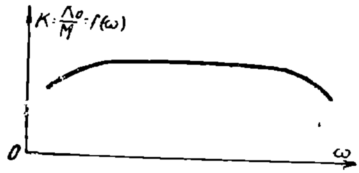


Fig. II.11. Caracteristica de frecvenţă a transformatorului cu sarcină rezistivă.

Decalajele de fază produse de transformatorii cu sarcină rezistivă, în banda frecvenţelor de lucru superioare, se pot calcula după schema din fig. II.7, luând raportul dintre tensiunea la ieşire şi *f. e. m.* a sursei:

$$\frac{U_{2s}}{U}=\frac{R'_2}{R+r_1+r'_2+R'_2+j\omega L_s}=\frac{1}{1+\frac{R+r_1+r'_2}{R'_2}+j\frac{\omega L_s}{R'_2}}=$$

$$=\frac{\left[1+\frac{R+r_1+r'_2}{R'_2}\right]-j\left[\frac{\omega L_s}{R'_2}\right]}{\left[1+\frac{R+r_1+r'_2}{R'_2}\right]^2+\left[\frac{\omega L_s}{R'}\right]^2}=\frac{A+jB}{A^2+B^2} \qquad \text{(II.30)}$$

De aici, tangenta unghiului de defazaj, între tensiunea de ieşire şi *f. e. m*, a sursei, va fi:

$$\operatorname{tg}\varphi_s=\frac{B}{A}=\frac{-\frac{\omega L_s}{R'_2}}{1+\frac{R+r_1+r'_2}{R'_2}}=-\frac{\omega L_s}{R+r_1+r'_2+R'_2}=-\frac{\omega L_s}{(1+\alpha)R}\cdot \qquad \text{(II.31)}$$

Expresia obţinută dovedeşte că defazajele în banda frecvenţelor superioare sunt negative, adică tensiunea la ieşire este în întârziere faţă de tensiunea la intrare. Unghiul de defazaj este aproape de zero, la valorile mici ale lui ω (frecvenţe medii), şi se măreşte pe măsura creşterii frecvenţei, tinzând spre 90°, la frecvenţei foarte ridicate. Nu trebue să se omită că expresia (II.31) nu se aplică decât până la frecventa de lucru superioară; pentru frecvenţele mai ridicate nu se mai poate neglija influenţa capacităţii proprii a transformatorului şi a capacităţii sarcinii.

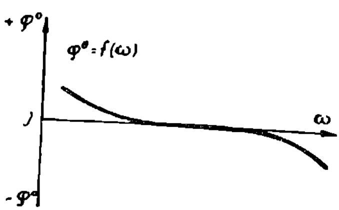


Fig. II.12. Caracteristica de fază a transformatorului cu sarcină rezistivă.

Deaceia la calculul caracteristicei de fază la frecvente mai ridicate decât frecvenţa de lucru superioară (necesar pentru calculul amplificatorilor cu reacţie negativă), trebue să se aplice formulele care ţin seama de influenţa capacităţii, din înfăşurarea secundară a transformatorului (IV.3).

Aspectul caracteristicei de fază a etajului de amplificare, cu transformator încărcat cu rezistenţă, este reprezentat în fig. II.12.

§ II.5. **Determinarea rezistenţei admisibile a înfăşurărilor**

Randamentul transformatorului de joasă frecvenţă, ca şi la transformatorul de reţea, reprezintă raportul dintre puterea cedată de transformator sarcinii şi puterea absorbită de transformator dela sursa de alimentare. Diferenţa dintre aceste puteri reprezintă pierderile în transformator. După cum se ştie, pierderile în transformator se compun din pierderile în miez, şi pierderile în înfăşurări. In transformatorul de reţea, aceste componente au valori de acelaşi ordin de mărime. În transformatorul de joasă frecvenţă, pierderile în miez nu se reflectă, din punct de vedere practic, asupra randamentului, deaceia nu se iau în consideraţie.

Chiar în transformatorii de ieşire de putere, în care amplitudinea inducţiei poate atinge 10 — 12 kgaus, influenţa pierderilor în miez asupra randamentului poate fi neglijată, deoarece inducţia în miez variază invers proporţional cu frecvenţa, iar la frecvenţele de lucru medii, la care se determină randamentul, inducţia scade până la sute de gauşi. La o inducţie atât de mică, pierderile în miez sunt mult mai mici decât pierderile în înfăşurări. Deaceia determinarea randamentului, fără a ţine seama de pierderile în miez, nu dă o eroare apreciabilă. La o amplitudine mai mică a semnalului, pierderile în miez au un rol şi mai neînsemnat.

In transformatorii de mică putere, inducţia maximă nu este mare, chiar la frecvenţe inferioare, deaceea cu atât mai mult se poate neglija influenţa pierderilor în miez asupra randamentului transformatorilor mici.

Deoarece randamentul transformatorului de joasă frecvenţă, deci şi pierderile, depind numai de rezistenţa înfăşurărilor, se poate determina rezistenţa înfăşurărilor pentru o valoare dată a randamentului transformatorului. Rezistenţa înfăşurărilor este cu atât mai mică, cu cât conductorul este mai gros, adică cu cât s'a consumat mai mult cupru; dimensiunile miezului cresc însă cu grosimea conductorului. Prin urmare, transformatorul cu un randament mai ridicat are dimensiunile şi greutatea mai mari şi costă mai scump.

Energia electrică ce se transformă în energie termică în înfăşurările transformatorului de joasă frecvenţă, are un cost specific mult mai ridicat decât energia electrică în frecvenţă industrială. Costul unui watt-oră de energie acustică, obţinută la ieşirea amplificatorului creşte cu micşorarea puterii lui, aşa încât la o putere mică a amplificatorului devine cât de zece ori costul energiei electrice industriale şi chiar mai mult.

Deoarece energia de frecvenţă acustică disipată în înfăşurările transformatorului are un cost specific ridicat, la un randament scăzut al transformatorului şi la o funcţionare îndelungată a instalaţiei, costul energiei pierdute atinge o valoare mare. Deaceea, alegerea mărimii randamentului trebue să se facă ţinând seama de greutate, costul şi dimensiunile transformatorului, precum şi de costul energiei consumate de el.

In cazul transformatorilor de ieşire al instalaţiilor care funcţionează puţin timp, (de exemplu, transformatorii instalaţiilor de control şi de măsură), costul energiei consumate în transformatori în tot timpul instalaţiilor este scăzut. Nu este deci avantajos să se consume mult cupru şi oţel pentru transformatori, deoarece risipa nu se va recupera prin costul energiei de frecvenţă acustică economisite. Deaceea, în aceste cazuri nu trebue să se producă transformatori cu un randament ridicat.

In cazurile când cerinţa principală este greutatea minimă a aparatajului, iar cheltuelile de exploatare sunt pe plan secundar, cum este cazul la aparatajul special şi la cel mobil, trebue deasemenea să se proiecteze transformatori cu un randament scăzut, tinzându-se pe cât posibil să se micşoreze greutatea şi dimensiunile aparatajului. Totuşi, nu trebue să se micşoreze prea mult randamentul transformatorului, deoarece aceasta poate provoca, în locul micşorării greutăţii aparatului, o mărire a ei. Micşorarea randamentului transformatorului de ieşire determină mărirea puterii aplicate transformatorului pentru o anumită valoare a puterii din sarcină. In consecinţă creşte puterea redresorului, care alimentează circuitul anodic, şi creşte greutatea transformatorului redresorului. Uneori micşorarea randamentului transformatorului este posibilă doar prin folosirea unor tuburi mai puternice la etajul final, deoarece altfel nu se poate obţine puterea de ieşire necesară. In aceste cazuri, este desigur mai avantajos să se mărească randamentul transformatorului şi să se folosească tuburi de putere mai mică.

Transformatorii de ieşire ai instalaţiilor cu funcţionare îndelungată trebue să posede un randament mai ridicat decât transformatorii de aceeaşi putere, calculaţi pentru instalaţii cu o funcţionare de scurtă durată. De exemplu, transformatorii de

ieşire din amplificatorii de radioficare. care funcţionează câteva mii de ore pe an, trebue proiectaţi cu un randament ridicat, deoarece costul energiei de frecvenţă acustică, economisită prin ridicarea randamentului transformatorului, va recupera rapid costul materialului suplimentar consumat pentru mărirea randamentului.

Se va arăta mai jos că randamentul transformatorilor de intrare şi de cuplaj între tuburi, cu sarcină rezistivă, influenţează numai factorul de amplificare al etajului, care este direct proporţional cu randamentul. La aceşti transformatori, deasemenea, nu trebue să se tindă la obţinerea unui randament mare, deoarece aceasta provoacă mărirea consumului de materiale, fără a realiza un câştig substanţial în amplificare.

Determinarea randamentului optim al transformatorului de joasă frecvenţă trebue să se execute pe baza consideraţiilor expuse mai sus, care se pot aplica integral şi la transformatorii de reţea (transformatorii de alimentare) din amplificatori şi redresori.

Tabela II.1.

Tipul şi puterea transformatorului	Randamentul	
	In instalaţiile cu funcţionare îndelungată	In instalaţiile cu mică durată de funcţionare
Transformatorii de intrare de mică putere şi de cuplaj între tuburi, cu puterea până la 1 W	0,6 ÷ 0,75	0,6 ÷ 0,75
Transformatorii de ieşire, cu puterea până la 1 W	0,7 ÷ 0,85	0,7 ÷ 0,8
Transformatorii de ieşire, cu puterea dela 1 W până la 10 W	0,82 ÷ 0,90	0,75 ÷ 0,82
Transformatorii de ieşire, cu puterea dela 10 W până la 100 W	0,90 ÷ 0,94	0,8 ÷ 0,85
Transformatorii de ieşire, cu puterea dela 100 W până la 1 kW	0,93 ÷ 0,96	0,85 sau mai mult, în cazul când condiţiile de răcire nu admit un astfel de randament
Transformatorii de ieşire, cu puterea dela 1 kW până la 10 kW		
Transformatorii de ieşire cu puterea mai mare decât 10 kW	0,95 ÷ 0,98	
	0,97 ÷ şi mai mult	

Pentru uşurarea alegerii valorii optime a randamentului, în cazurile când nu sunt cunoscuţi toţi factorii care influenţează determinarea lui, se dau în tabela de mai sus valorile aproximative ale randamentului, pentru transformatorii de diferite puteri cu sarcină rezistivă care funcţionează în condiţii diferite. Valorile indicate în tabelă sunt juste doar pentru condiţii de funcţionare şi cerinţe normale, medii. In condiţii speciale, valorile randamentului pot diferi simţitor de cele indicate, deci randamentul trebue să se determine în funcţie de condiţiile propuse.

Transformatorii bine calculaţi trebue să aibă pierderi minime şi prin urmare, randamentul maxim posibil, la consumul respectiv de cupru pentru înfăşurări.

Pentru satisfacerea acestei condiţii, raportul rezistenţelor înfăşurărilor trebue să aibă o anumită valoare. Aceasta depinde de identitatea sau de lipsa de identitate a formei curenţilor din înfăşurarea primară şi secundară a transformatorului Pentru determinarea raportului dintre rezistenţele înfăşurărilor, pentru care se obţine randamentul maxim al transformatorului, se notează prin:

ρ_{Cu} — rezistivitatea cuprului

l_{Cu1} — lungimea spirei medii a înfăşurării primare a transformatorului

l_{Cu2} — lungimea spirei medii a înfăşurării secundare

q_1 — secţiunea conductorului înfăşurării primare

q_2 — secţiunea conductorului înfăşurării secundare

v_1 — volumul cuprului întregii înfăşurări primare

v_2 — volumul cuprului întregii înfăşurări secundare

V — volumul total al cuprului ambelor înfăşurări

ΔP — pierderile din puterea produsă de generatorul de semnal; în înfăşurările transformatorului.

Se presupune că lungimea spirei medii a ambelor înfăşurări este:

$$l_{Cu_1} = l_{Cu_2} = l_{Cu} \tag{II.32}$$

Rezistenţa înfăşurărilor transformatorului se va determina din expresiile:

$$r_1' = \rho_{Cu} \frac{l_{Cu1} w_1}{q_1} = \rho_{Cu} \frac{l_{Cu} w_1}{q_1} \tag{II.33}$$

$$r_2 = \rho_{Cu} \frac{l_{Cu2} w_2}{q_2} = \rho_{Cu} \frac{l_{Cu} w_2}{q_2} \tag{II.34}$$

Inmulțind numărătorul și numitorul fracției (II.33) prin $l_{Cu}w_1$, se obține:

$$r_1 = \rho_{Cu}\frac{l_{Cu}^2 w_1^2}{q_1 l_{Cu} w_1} = \rho_{Cu}\frac{l_{Cu}^2 w_1^2}{v_1} \qquad (II.35)$$

In mod similar, se va găsi pentru înfășurarea secundară:

$$r_2 = \rho_{Cu}\frac{l_{Cu}^2 w_2^2}{v_2} \qquad (II.36)$$

Prin împărțirea rezistenței raportate a înfășurării secundare, cu rezistența înfășurării primare, și notarea acestui raport prin a, va rezulta că raportul rezistențelor este egal cu raportul dintre volumul cuprului înfășurării primare și cel al înfășurării secundare, prin urmare și cu raportul dintre greutățile lor:

$$a = \frac{r'_2}{r_1} = \frac{r_2}{n^2 r_1} = \frac{\rho_{Cu} l_{Cu}^2 w_2^2 v_1}{\rho_{Cu} l_{Cu}^2 w_1^2 n^2 v_1} = \frac{v_1}{v_2} \qquad (II.37)$$

în care n este raportul de transformare, egal cu raportul dintre numărul spirelor înfășurării secundare și numărul spirelor înfășurării primare.

Să găsim relația optimă între rezistența raportată a înfășurării secundare și rezistența înfășurării primare, pentru transformatorul care lucrează în clasă A. In acest caz, raportul dintre valoarea eficace a componentei alternative a curentului înfășurării primare I_1, și valoarea eficace a curentului înfășurării secundare I_2, este egal cu raportul de transformare:

$$I_1 = n I_2 \qquad (II.38)$$

Pierderile de putere ale componentei alternative în înfășurările transformatorului se exprimă prin expresia:

$$\Delta P = I_1^2 r_1 + I_2^2 r_2 \qquad (II.39)$$

Substituind aici valorile r_1, r_2 și I_1, din relațiile (II.35) (II.36) și (II.38) se obține prin transformări simple:

$$\Delta P = I_2^2 \rho_{Cu} l_{Cu}^2 w_2^2 \left(\frac{1}{v_1} + \frac{1}{v_2}\right). \qquad (II.40)$$

Inlocuind volumul înfășurării primare, prin volumul total al cuprului, mai puțin volumul înfășurării secundare rezultă:

$$\Delta P = I_2^2 \rho_{Cu} l_{Cu}^2 w_2^2 \left(\frac{1}{V - v_2} + \frac{1}{v_2}\right) = I_2^2 \rho_{Cu} l_{Cu}^2 w_2^2 \frac{V}{V v_2 - v_2^2}. \qquad (II.41)$$

Pentru determinarea raportului volumelor pentru care randamentul atinge valoarea maximă, se diferenţiază numitorul expresiei (II.41) în raport cu v_2, şi se egalează derivata cu zero. De aici rezultă că:

$$\frac{d(Vv_2 - v_2^2)}{dv_2} = V - 2v_2 = 0; \; v_2 = \frac{V}{2}; v_1 = V - v_2 = \frac{V}{2} \qquad (II.42)$$

Prin urmare, randamentul maxim al transformatorului care lucrează în clasă A, se obţine în cazul egalităţii volumelor înfăşurărilor primare şi secundare, deci în cazul egalităţii rezistenţei raportate a înfăşurării secundare cu rezistenta înfăşurării primare, adică pentru $a=1$, după cum reiese din expresia (II.37):

$$a_m = \frac{r'_2}{r_1} = \frac{v_1}{v_2} = 1 \qquad (II.43)$$

Pentru transformatorul ce lucrează în clasă B, la care jumătăţile înfăşurării primare lucrează succesiv, relaţia dintre valorile instantanee ale curenţilor din înfăşurări, ţinând seama de cele admise anterior, va fi egală cu dublul răportului de transformare. Deaceea se poate scrie:

$$I_{m_1} = 2nI_{m_2} \qquad (II.44)$$

Valorile eficace ale curentului din înfăşurarea primară, în cazul când pe grilele lămpilor s'au aplicat tensiuni sinusoidale se determină din expresia:

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^{\frac{T}{2}} (2nI_{m_2}\sin\omega t)^2 dt} = nI_{m2} = n\sqrt{2}\;I_2, \qquad (II.45)$$

deoarece curentul unei înfăşurări primare circulă numai în timpul unei semiperioade, iar curentul înfăşurării secundare este sinusoidal (fig. II.13). Substituind valorile eficace ale curenţilor din primar şi secundar în (II.39) şi înlocuind rezistenţele înfuşurărilor, conform cu (II.35) şi (II.36), se obţine:

$$\Delta P = I_2^2 \rho_{Cu} l_{Cu}^2 w_2^2 \left(\frac{2}{v_1} + \frac{1}{v_2}\right) = I_2^2 \rho_{Cu} l_{Cu}^2 w_2^2 \frac{V + v_2}{Vv_2 - v_2^2}. \qquad (II.46)$$

Vom găsi acum volumul înfăşurării secundare pentru care pierderile au o valoare minimă:

$$\frac{d\left(\frac{V + v_2}{Vv_2 - v_2^2}\right)}{dv_2} = \frac{v_2^2 + 2Vv_2 - V^2}{(Vv_2 - v_2^2)^2} = 0; \; v_2 = (\sqrt{2} - 1)\;V. \qquad (II.47)$$

De aci rezultă volumul înfăşurării primare:

$$v_1 = V - v_2 = (2 - \sqrt{2})\, V \qquad (II.48)$$

şi raportul optim al rezistenţei raportate a înfăşurării secundare faţă de rezistenţa înfăşurării primare:

$$a_m = \frac{r'_2}{r_1} = \frac{(2-\sqrt{2})V}{(\sqrt{2}-1)\,V} = \sqrt{2}\,. \qquad (II.49)$$

Din expresia obţinută rezultă că pentru utilizarea optimă a cuprului la transformatorii care lucrează în clasă B, rezistenţa raportată a înfăşurării secundare trebue să fie de $\sqrt{2}$ ori mai mare decât rezistenţa înfăşurării primare. Astfel, volumul cuprului din înfăşurarea primară va fi de $\sqrt{2}$ ori mai mare decât volumul cuprului din înfăşurarea secundară.

Să deducem acum formulele pentru determinarea rezistenţei înfăşurărilor, în cazurile cele mai frecvente.

Vom examina următoarele cazuri:

1, Transformatorul cu o înfăşurare secundară nesecţionată.

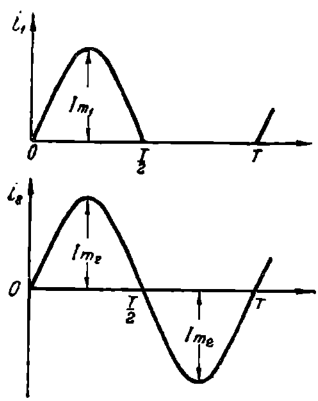


Fig. II.13. Curentul în înfăşurarea primară şi secundară a transformatorului care lucrează în clasă B.

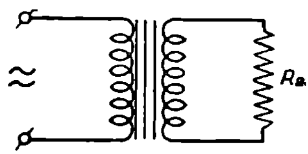


Fig. II.14. Transformatorul cu o singură înfăşurare secundară, nesecţionată.

2. Transformatorul cu mai multe înfăşurări secundare; aici pot exista două variante: a) fiecare înfăşurare este calculată pentru puterea întreagă a transformatorului (lucrează doar una din înfăşurările secundare); b) fiecare înfăşurare este calculată pentru o parte a puterii de ieşire (toate înfăşurările secundare funcţionează simultan, debitând împreună puterea totală).

3. Transformatorul cu înfăşurarea secundară secţionată (prevăzută cu prize).

1. *Transformatorul cu o singură înfăşurare secundară, nesecţionată.*

Randamentul transformatorului (η) este raportul dintre puterea debitată de el P_2, pe sarcină, și puterea P, absorbită dela sursă

$$\eta = \frac{P_2}{P}. \tag{II.50}$$

Puterea cedată de sursa de semnal va fi:

$$P = \frac{P_2}{\eta}. \tag{II.51}$$

Dacă transformatorul funcționează în clasă A, atunci ambele lui înfășurări funcționează pe toată durata perioadei, iar din schema echivalentă pentru frecvențele medii (II.6) reiese că:

$$P_2 = I_1^2 R'_2; \; P = I_1^2 (R'_2 + r'_2 + r_1) = U_1 I_1. \tag{II.52}$$

Raportul dintre P și P_2, va fi:

$$\frac{P}{P_2} = \frac{1}{\eta} = \frac{R'_2 + r'_2 + r_1}{R'_2} = 1 + \frac{r'_2 + r_1}{R'_2}. \tag{II.53}$$

Deoarece în clasă A, r'_2 trebue să fie egal cu r_1, înlocuind r'_2 prin r_1 în expresia obținută, și determinând de aici r_1 se obține:

$$r_1 = r'_2 = R'_2 \frac{1-\eta}{2\eta}. \tag{II.54}$$

Notând prin R_a rezistența totală cu care este încărcată sursa, se va găsi:

$$R_a = R'_2 + r'_2 + r_1; \; \frac{1}{\eta} = \frac{R_a}{R'_2}; \; R'_2 = \eta R_a. \tag{II.55}$$

Substituind valoarea obținută R'_2 în (II.54), vom obține o formulă comodă pentru determinarea rezistenței înfășurării primare a transformatorului cu sarcină rezistivă, ce lucrează în clasă A.

$$r_1 = R_a \frac{1-\eta}{2}. \tag{II.56}$$

Pentru determinarea rezistenței înfășurării secundare, să împărțim partea a doua și a treia a expresiei (II.54), prin n^2:

$$\frac{r'_2}{n^2} = \frac{R'_2}{n^2} \cdot \frac{1-\eta}{2\eta}. \tag{II.57}$$

Deoarece:

$$\frac{r'_2}{n^2} = r_2; \; \frac{R'_2}{n^2} = R_2, \tag{II.58}$$

Formula pentru determinarea rezistenței înfăşurării secundare a transformatorului cu sarcină rezistivă, care lucrează în clasă A, va lua forma:

$$r_2 = R_2 \frac{1-\eta}{2\eta}. \qquad \text{(II.59)}$$

La funționarea în clasă B, jumătățile înfăşurării primare ale transformatorului lucrează succesiv, deci în orice moment lucrează numai o singură jumătate a înfăşurării primare. Dacă rezistența întregii înfăşurări primare se notează cu r_1 rezistența jumătății în funcțiune raportată la capetele întregii înfăşurării, fiind de patru ori mai mare decât rezistența jumătății, se va nota cu $2r_1$. Deaceea, pentru clasa B, expresia (II.53) se va transcrie sub forma:

$$\frac{P}{P_2} = \frac{1}{\eta} = \frac{R'_2 + r'_2 + 2r_1}{R'_2} = 1 + \frac{r'_2 + 2r_1}{R'_2}. \qquad \text{(II.60)}$$

Subtituind valoarea r'_2 egală pentru clasa B cu $1{,}414\ r_1$, în formula obținută şi determinând de aici pe r_1, vom obține expresia pentru determinarea rezistenței înfăşurării primare a transformatorului cu sarcină rezistivă, care lucrează în clasă B

$$r_1 = 0{,}293\ R'_2 \frac{1-\eta}{\eta} = 0{,}293\ R_a (1-\eta). \qquad \text{(II.61)}$$

Rezistența înfăşurării secundare poate fi calculată în acest caz din expresia:

$$r'_2 = 1{,}414\ r_1 = 0{,}414\ R'_2 \frac{1-\eta}{\eta};\ r_2 = 0{,}414\ R_2 \frac{1-\eta}{\eta}. \qquad \text{(II.62)}$$

2. *Transformatorul cu mai multe înfăşurări secundare (fig. II.15).*

a) Fiecare înfăşurare secundară este calculată pentru puterea totală.

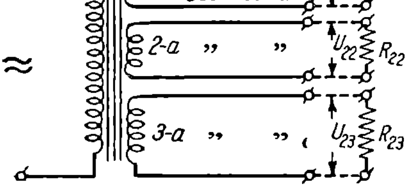


Fig. II.15. Transformatorul cu mai multe înfăşurări secundare.

Dacă se preia dela o singură înfăşurare secundară puterea totală, toate celelalte înfăşurări secundare trebue să fie neîncărcate. Eliminând înfăşurările neîncărcate, vom obține transformatorul obişnuit, pentru care sunt juste formulele deduse mai sus, şi anume:

Pentru clasa A:

$$r_1 = R_a \frac{1-\eta}{2};\qquad \text{(II.63)}$$

$$r_{21} = R_{21}\frac{1-\eta}{2\eta};\qquad \text{(II.64)}$$

$$r_{22} = R_{22}\frac{1-\eta}{2\eta}\qquad \text{(II.65)}$$

iar pentru clasa B_1:

$$r_1 = 0{,}293\, R_a (1-\eta);\qquad \text{(II.66)}$$

$$r_{21} = 0{,}414\, R_{21}\frac{1-\eta}{\eta};\qquad \text{(II.67)}$$

$$r_{22} = 0{,}414\, R_{22}\frac{1-\eta}{\eta},\qquad \text{(II.68)}$$

în care R_{21}, R_{22}, etc. sunt rezistențele sarcinii pentru prima, a doua, etc. înfășurare secundară.

r_{21}, r_{22}, etc., sunt rezistențele pentru prima, a doua, etc, înfășurare secundară.

Este necesar să se noteze că această variantă a transformatorului este foarte puțin avantajoasă, din punct de vedere economic, și că trebue să se evite folosirea ei în practică. Caracterul ei neeconomic se explică prin faptul că mărește consumul de cupru pentru secundar de atâtea ori câte înfășurări separate există. Aceasta, deoarece fiecare din ele se calculează pentru puterea totală și deci reprezintă o înfășurare secundară de sine stătătoare. In afară de aceasta, pentru amplasarea tuturor înfășurărilor secundare pe miez trebue să se mărească mult dimensiunile lui. Prin aceasta transformatorul ajunge mult mai scump și mai mare decât cel obișnuit, care are o singură înfășurare secundară. După cum se arată mai jos, în cazul când sunt necesare mai multe tensiuni de ieșire diferite, la aceeași putere, este mult mai avantajoasă schema cu o singură înfășurare secundară, cu prize intermediare.

b) Infășurarea secundară este calculată pentru o parte din puterea de ieșire totală.

Dacă diferitele înfășurări secundare sunt calculate pentru o parte din puterea totală, celelalte condiții fiind egale, fiecare rezistență de sarcină (R_{21}, R_{22}, din fig. II.15) se mărește de atâtea ori, de câte ori puterea cedată de înfășurarea respectivă este mai mică decât puterea totală. Pentru menținerea randamentului transformatorului, rezistența înfășurării însăși trebue să se mărească de același număr de ori. Deaceea, expresiile care deter-

mină rezistența fiecărei înfășurări secundare rămân aceleași ca în cazul precedent [formulele (II.64), (II.65), (II.67) și (II.68)]. Rezistența înfășurării primare rămâne în acest caz aceiași, adică se va determina prin expresiile (II.63) și (II.66).

3. *Transformatorul cu înfășurarea secundară cu prize.*

Dacă dela transformator trebue să se ia puterea totală, sub tensiuni diferite, este indicat să se facă o singură înfășurare secundară, constituită din mai multe secții, legate în serie (fig. II.16). In acest caz, rezistența întregii înfășurări poate fi calculată din expresiile obținute anterior. Rezistențele secțiilor adiționale (2,3 din fig. II.16) se calculează ca fiind diferența dintre rezistențele secțiilor învecinate, conectate la sarcină. Ca rezultat se obțin următoarele expresii, pentru determinarea rezistenței înfășurărilor și diferitelor secții, pentru transformatorii a căror înfășurare primară lucrează în clasă A:

$$r_1 = R_a \frac{1-\eta}{2}; \qquad \text{(II.69)}$$

$$r_{21} = R_{21} \frac{1-\eta}{2\eta}; \qquad \text{(II.70)}$$

$$r_{22} = R_{22} \frac{1-\eta}{2\eta}; \qquad \text{(II.71)}$$

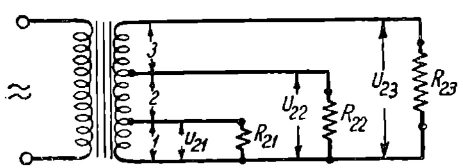
$$\rho_1 = r_{21} - 0 = R_{21} \frac{1-\eta}{2\eta}; \qquad \text{(II.72)}$$

$$\rho_2 = r_{22} - r_{21} = (R_{22} - R_{21}) \frac{1-\eta}{2\eta}. \qquad \text{(II.73)}$$

$$\rho_3 = r_{23} - r_{22} = (R_{23} - R_{22}) \frac{1-\eta}{2\eta} \text{ etc.} \qquad \text{(II.74)}$$

în care ρ_1, ρ_2, ρ_3 sunt rezistențele secțiilor *1*, *2*, *3* ale înfășurării secundare.

Dacă secțiile înfășurării secundare sunt calculate pentru o parte din puterea totală de ieșire, rezistența înfășurării primare se determină din expresia (II.69), iar rezistențele înfășurărilor secundare și ale secțiilor se calculează din expresiile (II.70)—(II.74) substituind în ele valorile corespunzătoare pentru R_{21}, R_{22}, etc.



Fig, II.16. Transformatorul cu înfășurare secundară prevăzută cu prize.

In cazul funcționării înfășurării primare în clasă B, nu este

greu să se obțină formulele pentru determinarea rezistenței înfășurărilor și secțiilor din expresiile (II.66)—(II68).

Iată un exemplu din care rezultă că înfășurarea secundară cu prize imtermediare este mult mai economică decât înfășurările secundare separate.

Se consideră că dela un transformator cu o putere de ieșire $P_2 = 10$ W, care lucrează în clasă A, trebue să se obțină trei tensiuni de ieșire: $U_{21} = 10$, $U_{22} = 14$, $U_{23} = 20$ V; totodată puterea totală trebue să fie cedată, la oricare din aceste tensiuni. Se cunosc următoarele valori:

$$\eta = 0,9 \; ; \; n_1 = \frac{w_{21}}{w_1} = 10 \; ; \; R_a = 1110 \, \Omega \, .$$

Să calculăm rezistențele înfășurărilor, presupunând că transformatorul are trei înfășurări secundare independente.

Rezistențele de sarcină ale înfășurărilor secundare separate sunt:

$$R_{21} = \frac{U_{21}^2}{P_2} = \frac{10^2}{10} = 10 \, \Omega \, ;$$

$$R_{22} = \frac{U_{22}^2}{P_2} = \frac{14^2}{10} = 19,6 \Omega \, ;$$

$$R_{23} = \frac{U_{23}^2}{P_2} = \frac{20^2}{10} = 40 \, \Omega \, .$$

Rezistențele înfășurării primare și a celor secundare se calculează din expresiile (II.63), (II.64), etc.

Rezistența înfășurării primare este:

$$r_1 = R_a \frac{1 - \eta}{2} = 1110 \, \frac{1 - 0,9}{2} = 55,5 \, \Omega \, .$$

Rezistența înfășurării de 10 V va fi:

$$r_{21} = R_{21} \frac{1 - \eta}{2\eta} = 10 \frac{1 - 0,9}{2 \cdot 0,9} = 0,555 \, \Omega \, .$$

Rezistența înfășurării de 14 V este:

$$r_{22} = R_{22} \frac{1 - \eta}{2\eta} = 19,6 \frac{1 - 0,9}{2 \cdot 0,9} = 1,09 \, \Omega \, .$$

Rezistența înfășurării de 20 V este:

$$r_{23} = R_{23} \frac{1 - \eta}{2\eta} = 40 \frac{1 - 0,9}{2 \cdot 0,9} = 2,22 \, \Omega \, .$$

Prin urmare pe miez trebue să fie amplasate patru înfășu-

rări cu rezistențele 55,5; 0,555; 1,09; 2,22 Ω. Pentru fiecare din înfășurări va fi necesară o cantitate aproximativ egală de cupru, deoarece fiecare înfășurare este calculată pentru puterea totală.

In cazul celei de a doua variante (o singură înfășurare secundară cu prize intermediare), înfășurarea primară va rămâne aceiași, iar înfășurarea secundară va avea trei secții: de 10 V, suplimentara de 4 V și suplimentara de 6 V. Rezistențele lor, conform cu (II.72), (II.73), (II.74), vor fi:

$$\rho_1 = r_{21} = 0{,}555\ \Omega\,;$$

$$\rho_2 = r_{22} - r_{21} = 1{,}09 - 0{,}555 = 0{,}535\ \Omega\,;$$

$$\rho = r_{23} - r_{22} = 2{,}22 - 1{,}09 = 1{,}13\ \Omega\,.$$

Calculul dovedește că în acest caz consumul total de cupru pentru înfășurarea secundară va fi de 2,2 ori mai mic decât în cazul primei variante (în cazul înfășurărilor secundare separate). Rezultă că în cazul înfășurării secundare cu prize, dimensiunile, greutatea și costul întregului transformator vor fi mult mai reduse.

In concluzie, este necesar să se menționeze că execuția transformatorilor cu mai multe înfășurări secundare separate, cum și cu înfășurarea secundară prevăzută cu prize este complicată, deoarece pentru obținerea unei bune caracteristice de frecvență pentru toate secțiile, este necesar să existe în toate punctele înfășurării o inductanță de scăpări redusă. Pentru aceasta este necesar să se recurgă la măsurători speciale, despre care se va vorbi în paragraful XV.7. Aceste măsurători nu se pot executa totdeauna în modul cel mai simplu.

§ II.6. Determinarea raportului de transformare

Valoarea raportului de transformare a transformatorului care debitează pe o rezistență, se alege în funcție de condițiile cerute transformatorului.

In practică se întâlnesc deobicei două feluri de condiții care determină raportul de transformare necesar transformatorului de ieșire, și anume:

1) Raportul de transformare trebue să fie astfel, încât rezistența de sarcină, raportată la capetele înfășurării primare a transformatorului, să fie egală cu rezistența de sarcină optimă, pentru tubul etajului final.

Rezistența de sarcină optimă, pentru care tubul etajului final poate să debiteze puterea maximă, este funcție de schema eta-

jului, de tipul tubului şi de regimul lui de funcţionare. Această rezistenţă de sarcină se indică deobicei în catalogul tuburilor. Dacă rezistenţa de sarcină optimă nu este indicată în catalog, sau dacă tubul funcţionează în regim diferit de cel indicat, rezistenţa poate fi cu uşurinţă determinată din calculul grafic al regimului etajului final, expus în cursurile de amplificatori de joasă frecvenţă.

Raportul dintre rezistenţa de sarcină raportată şi rezistenţa interioară a tubului etajului se numeşte coeficient de sarcină anodică şi se notează prin α. Valoarea optimă pentru α, la care etajul final poate să debiteze puterea maximă sau poate să fie folosit în mod optim, depinde de tipul tubului şi de regimul lui de funcţionare. Ea este deobicei cuprinsă între 0,1—4.

Din această condiţie, adică din rezistenţa de sarcină R_a raportată, propusă, sau din valoarea coeficientului de sarcină anodică α propus, se determină raportul de transformare al transformatorului de ieşire care debitează pe difuzor, reţeaua de retransmisie, sau orice altă sarcină, care nu necesită adaptarea la impedanţa de ieşire a transformatorului.

Din aceiaşi condiţie se determină şi raportul de transformare al transformatorilor de intrare, din amplificatorii care lucrează alimentaţi dela o sursă, care necesită ca impedanţa de intrare a transformatorului (impedanţa între capetele înfăşurării lui primare) să fie egală cu impedanţa interioară a sursei. Un astfel de exemplu sunt transformatorii de intrare ai amplificatorilor care sunt conectaţi la ieşirea filtrelor electrice sau a liniei.

2) Raportul de transformare trebue să fie astfel, încât impedanţa de ieşire a transformatorului, (adică impedanţa între capetele înfăşurării lui secundare) să fie egală cu impedanţa de sarcină.

Potrivit acestei condiţii se determină raportul de transformare al transformatorilor de ieşire din amplificatorii care debitează pe o sarcină ce necesită egalitatea între rezistenţa internă a sursei şi rezistenţa sarcinei. Drept exemplu pot fi citaţi amplificatorii care debitează pe filtre electrice, linii de telecomunicaţii şi orice altă sarcină care necesită ca impedanţa de ieşire a transformatorului să fie egală cu impedanţa ei de intrare.

1. Determinarea raportului de transformare, în funcţie de coeficientul de sarcină anodică α, de rezistenţa de sarcină R_a raportată sau de rezistenţa de intrare R_{int}.

Din schema echivalentă a transformatorului cu sarcină rezistivă pentru frecvenţe medii, (fig. II.6) rezultă că rezistenţa de intrare a transformatorului în banda frecvenţelor medii R_{int},

(adică rezistența măsurată spre dreapta punctelor cu tensiunea U_1), este egală cu rezistența R_a, care încarcă sursa semnalului.

Deaceea:

$$R_{int} = R_a = r_1 + r'_2 + R'_2 = \frac{(r_1 + r'_2 + R'_2) R'_2}{R'_2} = \frac{R'_2}{\eta} = \frac{R_2}{n^2 \eta}, \quad \text{(II.75)}$$

de aici:

$$n^2 = \frac{R_2}{\eta R_a}; \quad n = \sqrt{\frac{R_2}{\eta R_a}} = \sqrt{\frac{R_2}{\eta R_{int}}}. \quad \text{(II.76)}$$

Notând prin α raportul dintre rezistența care încarcă sursa semnalului, și rezistența sursei însăși, se obține formula (II.76) puțin modificată:

$$\alpha = \frac{R_a}{R} = \frac{R'_2}{\eta R} = \frac{R_2}{n^2 \eta R}; \quad n = \sqrt{\frac{R_2}{\alpha \eta R}}. \quad \text{(II.77)}$$

Expresiile (II.76) și (II.77) permit determinarea raportului de transformare al transformatorului care debitează pe o sarcină rezistivă, în cazul când se cunosc R_a, R_{int} sau α.

In cazul unei înfășurări secundare secționate, la un transformator de ieșire, raportul de transformare al fiecărei secții a înfășurării secundare (în cazul când fiecare secție este calculată pentru puterea de ieșire totală) se determină după expresii similare cu (II.76) și (II.77), cu singura deosebire că în locul rezistenței de sarcină R_2, apare rezistența de sarcină a secției respective R_{21}, R_{22}, etc, care se calculează ușor dacă se cunosc tensiunea și puterea, după formulele:

$$n_1 = \frac{w_{21}}{w_1} = \sqrt{\frac{R_{21}}{\eta R}} = \sqrt{\frac{R_{21}}{\eta R_{int}}} = \sqrt{\frac{R_{21}}{\alpha \eta R}}; \quad \text{(II.78)}$$

$$n_2 = \frac{w_{22}}{w_1} = \sqrt{\frac{R_{22}}{\eta R_a}} = \sqrt{\frac{R_{22}}{\eta R_{int}}} = \sqrt{\frac{R_{22}}{\alpha \eta R}} \text{ etc.} \quad \text{(II.79)}$$

Aici, prin n_1 și n_2 se notează raportul de transformare corespunzător primei și celei de a doua secții a înfășurării secundare, iar prin w_{21} și w_{22} numărul spirelor acestor secții.

Dacă secția înfășurării secundare nu se calculează la puterea de ieșire totală P_2, ci la puterea P_{21} care este numai o parte din puterea totală, raportul de transformare pentru secția respectivă a înfășurării secundare se determină din expresia:

$$n_1 = \frac{w_{21}}{w_1} = \sqrt{\frac{R_{21}}{\eta R_a} \cdot \frac{P_{21}}{P_2}} = \sqrt{\frac{R_{21}}{\eta R_{int}} \cdot \frac{P_{21}}{P_2}} = \sqrt{\frac{R_{21}}{\alpha \eta R} \cdot \frac{P_{21}}{P_2}}. \quad \text{(II.80)}$$

2. Determinarea raportului de transformare, în funcție de rezistența de ieșire, R_{es}.

Pentru determinarea raportului de transformare, pentru care rezistența de ieșire a transformatorului va avea o anumită valoare, se folosește schema echivalentă din fig. II.6, din care se poate vedea că rezistența de ieșire a transformatorului se determină prin expresia:

$$R_{es} = (R + r_1 + r'_2)\, n^2 \,. \qquad \text{(II.81)}$$

Substituind aici valorile rezistențelor r_1 și r'_2 din (II.54), se va obține:

$$R_{es} = Rn^2 + \frac{1-\eta}{\eta} R_2 \,. \qquad \text{(II.82)}$$

Explicitând raportul de transformare va rezulta:

$$n = \sqrt{\frac{(R_{es} + R_2)\,\eta - R_2}{\eta R}} \,. \qquad \text{(II.83)}$$

In cazul când rezistența de ieșire a transformatorului trebue să fie egală cu rezistența sarcinei (adică $R_{es} = R_2$), cum se întâmplă în majoritatea cazurilor, expresia (II.83) se simplifică căpătând forma:

$$n = \sqrt{\frac{(2\eta - 1)\, R_2}{\eta R}} \,. \qquad \text{(II.84)}$$

La determinarea raportului de transformare, în funcție de rezistența de ieșire propusă, valoarea rezistenței care încarcă sursa, și prin urmare și valoarea coeficientului α nu se pot alege arbitrar. Pornind de exemplu, dela regimul de funcționare optim al tuburilor etajului final al amplificatorului, valoarea rezistenței $R_a = R_{int}$ este riguros determinată și poate fi calculată după formula:

$$R_a = \frac{R'_2}{\eta} = \frac{R_2}{n^2\eta} = \frac{R_2 \eta R}{[(R_{es} + R_2)\,\eta - R_2]\,\eta} = \frac{R}{\left(1 + \frac{R_{es}}{R_2}\right)\eta - 1} \,. \qquad \text{(II.85)}$$

Totodată, coeficientul α se determină prin expresia:

$$\alpha = \frac{R_a}{R} = \frac{1}{\left(1 + \frac{R_{es}}{R_2}\right)\eta - 1} \,. \qquad \text{(II.86)}$$

Dacă $R_{es} = R_2$, expresiile pentru R_a și α se simplifică:

$$R_a = \frac{R}{2\eta - 1}\,; \quad \alpha = \frac{R_a}{R} = \frac{1}{2\eta - 1} \,. \qquad \text{(II.87)}$$

Regimul de funcţionare al lămpii (sau al lămpilor) etajului final de amplificare, trebue să se calculeze în acest caz plecând dela rezistenţa de sarcină a etajului R_a, sau dela coeficientul α, ale căror valori se pot determina după formulele (II.85), (II.86), (II.87).

§ II. 7. Factorul de amplificare

Pentru calculul factorului total de amplificare al amplificatorului care conţine transformatori cu sarcină rezistivă, este necesar să se stabilească formule pentru determinarea coeficientului de transfer al tensiunii transformatorului de intrare cu sarcină rezistivă şi a factorului de amplificare al etajului care posedă transformatori cu sarcină rezistivă (de exemplu etajul de preamplificare, sau etajul final). Raportul dintre tensiunea pe sarcină (pentru frecvenţele medii) şi *f. e. m* a sursei, care este egal cu coeficientul de transfer al tensiunii k_0, se poate determina din schema echivalentă din fig. II.6, de unde se deduce;

$$k_0 = \frac{U_{20}}{U} = \frac{nU'_{20}}{U} = \frac{nU'_{20}}{U_1} \cdot \frac{U_1}{U} =$$

$$= n\frac{R'_2}{r_1 + r'_2 + R'_2} \cdot \frac{r_1 + r'_2 + R'_2}{R + r_1 + r'_2 + R'_2} . \qquad \text{(II.88)}$$

Inlocuind în expresia obişnuită pe R_a şi randamentul η conform cu (II.55), se obţine;

$$k_0 = n\frac{R'_2}{R_a} \cdot \frac{R_a}{R + R_a} = n\ \eta\ \frac{\alpha}{1 + \alpha} . \qquad \text{(II.89)}$$

Exprimând k_0 prin randament, rezistenţa sursei şi rezistenţa de sarcină, rezultă:

$$k_0 = n\frac{R'_2}{R + r'_1 + r'_2 + R'_2} = \frac{n}{\frac{R}{R'_2} + \frac{1}{\eta}} = \frac{n}{\frac{n^2 R}{R_2} + \frac{1}{\eta}} . \qquad \text{(II.90)}$$

Expresiile (II.89) şi (II.90) reprezintă formulele de calcul necesare pentru determinarea coeficientului de transfer a tensiunii transformatorului cu sarcină rezistivă.

Dacă transformatorul lucrează în etajul de preamplificare, sau în etajul final, *f. e. m.* a sursei este egală cu $\mu\ U_g$, iar factorul de amplificare K_0, al etajului cu transformator cu sarcină rezistivă, se determină din expresiile:

$$K_0 = \mu\, n\, \eta \frac{\alpha}{1 + \alpha} = \mu\, n\, \eta \frac{R_a}{R + R_a} = \frac{\mu\ n}{\frac{n^2 R}{R_2} + \frac{1}{\eta}} , \qquad \text{(II.91)}$$

în care μ este factorul static de amplificare al tubului (sau al tuburilor) etajului.

După cum rezultă din expresiile obținute, coeficientul de transfer depinde de raportul de transformare și de raportul dintre rezistența de sarcină și rezistența sursei semnalului.

Este ușor de demonstrat că la o mărime oarecare a rezistenței de sarcină și a rezistenței sursei, coeficientul optim de transfer se obține pentru un raport de transformare care să corespundă egalității rezistenței de intrare a transformatorului și rezistenței interne a sursei, adică la $\alpha = 1$. Pentru a demonstra aceasta se substitue în (II.89), valoarea raportului de transformare din (II.77):

$$k_0 = n\,\eta\frac{\alpha}{1+\alpha} = \eta\sqrt{\frac{R_2}{\alpha\,\eta\,R}}\cdot\frac{\alpha}{1+\alpha} = \sqrt{\frac{\eta R_2}{R}}\cdot\frac{\sqrt{\alpha}}{1+\alpha} \qquad \text{(II.92)}$$

Deci coeficientul de transfer este maxim, când membrul din dreapta al ultimei formule are valoarea maximă. Pentru determinarea maximului se diferențiază acest membru în raport cu α, și prin egalarea derivatei cu zero, se va găsi valoarea α, pentru care k_0 este maxim:

$$\frac{d\left[\frac{\sqrt{\alpha}}{1+\alpha}\right]}{d\alpha} = 0;\ \frac{1+\alpha}{2\sqrt{\alpha}} - \sqrt{\alpha} = 0;\ \alpha = 1. \qquad \text{(II.93)}$$

Valoarea maximă pentru k_0 se determină ușor, substituind în (II.89) valoarea $\alpha = 1$

$$k_{0max} = \frac{1}{2}n\eta = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{\eta R_2}{R}}. \qquad \text{(II.94)}$$

Deaceea, la valoarea respectivă a rezistenței de sarcină, pentru obținerea coeficientului maxim de transfer este necesar să se satisfacă condiția $\alpha = 1$, adică să se determine raportul de transformare din ecuația (II.77), pentru $\alpha = 1$:

$$n = \sqrt{\frac{R_2}{\eta R}}. \qquad \text{(II.95)}$$

La acest raport de transformare, rezistența de intrare a transformatorului este egală cu rezistența sursei, ceeace este necesar în cazul funcționării unui transformator conectat la o linie sau un atenuator cu rezistență de intrare constantă, și este de dorit în cazul funcționării cu un microfon.

Calculul amplificatorului de joasă frecvență se începe deobicei cu etajul final și se termină cu calculul circuitului de in-

trare. Totodată, pentru obținerea amplificării impuse de prescripțiile tehnice, coeficientul de transfer al transformatorului de intrare trebue să fie bine determinat. In acest caz, trebue să se verifice mai întâi dacă transformatorul de intrare poate da pentru k_0 o valoare care să satisfacă şi condițiile (II.1). Pentru verificare, se calculează valoarea maximă a rezistenței în derivație, după expresia:

$$R_{2max} = \frac{1}{3\,\omega_s\, C}, \tag{II.96}$$

După aceasta, din (II.94) se determină valoarea maximă posibilă pentru k_0, care se obține în funcție de R_{2max}. Dacă valoarea găsită pentru k_0 este insuficientă pentru a asigura amplificarea propusă, este necesar să se mai adauge încă un etaj de amplificare. Dacă valoarea găsită este egală cu cea necesară, sau diferă puțin, atunci în înfăşurarea secundară se introduce rezistența R_{2max}, obținută din (II.96), iar raportul de transformare se determină din expresia (II.95), substituind în ea valoarea R_{2max}. In cazul când coeficientul de transfer calculat prin metoda indicată rezultă mai mare decât cel necesar, raportul de transformare şi rezistența derivației se determină din expresiile:

$$n = \frac{2k_0}{\eta}, \tag{II.97}$$

$$R_2 = n^2 \eta\, R\,. \tag{II.98}$$

In expresiile indicate obținute din (II.94) şi (II.95), coeficientul de transfer necesar transformatorului de intrare este notat prin k_0 iar prin R rezistența sursei. Pentru η se ia $0{,}6 \div 0{,}8$.

§ II. 8. Constanta de timp a transformatorului şi puterea lui critică

Valoarea minimă admisibilă a inductanței înfăşurării primare a transformatorului cu sarcină rezistivă, după cum s'a indicat, este determinată de distorsiunile de frecvență propuse pentru frecvența de lucru inferioară. Cantitatea materialelor utilizate pentru construirea transformatorului (conductorii înfăşurării şi materialul magnetic), deci şi dimensiunile transformatorului, nu sunt însă determinate de inductanța înfăşurărilor, ci şi de raportul dintre inductanță şi rezistența înfăşurării. Acest raport are dimensiunea unui timp şi se numeşte constanta de timp a transformatorului:

$$\tau_{(s)} = \frac{L_{(H)}}{r_{(\Omega)}}. \qquad (II.99)$$

Pentru dimensiunile date miezului şi volumului conductorului înfăşurării, constanta de timp este independentă de numărul de spire, deoarece la un volum constant al conductorului înfăşurării, atât inductanţa cât şi rezistenţa cresc proporţional cu pătratul numărului de spire.

In paragraful XI.7, se precizează că se poate determina constanta de timp a transformatorului în funcţie de dimensiunile lui geometrice şi de proprietăţile materialelor înfăşurării şi miezului. Aceasta permite să se rezolve problema inversă: să se găsească dimensiunile geometrice ale transformatorului, necesare obţinerii caracteristicelor electrice propuse. Să studiem mai amănunţit factorii care determină dimensiunile transformatorului cu sarcină rezistiva.

Pentru determinarea constantei de timp necesare a înfăşurării primare a transformatorului care lucrează în clasă A, se exprimă rezistenţa ei în funcţie de randament, folosind pentru aceasta formulele (II.56) şi (II.77)

$$r_1 = R_a \frac{1-\eta}{2} = \alpha R \frac{1-\eta}{2}. \qquad (II.100)$$

Substituind în (II.99) valorile lui L_1 şi r_1, din (II.18) şi (II.100) rezultă:

$$\tau_1 = \frac{L_1}{r_1} = \frac{2}{(1+\alpha)(1-\eta)\omega_i \sqrt{M_i^2 - 1}}. \qquad (II.101)$$

Expresia obţinută dovedeşte că, în ceeace priveşte constanta de timp a înfăşurării primare a transformatorului, şi prin urmare dimensiunile lui şi costul acesteia, cresc proporţional cu scăderea frecvenţei de lucru inferioare. Mărirea randamentului provoacă deasemenea creşterea dimensiunilor transformatorului. Creşterea lui α determină micşorarea dimensiunilor transformatorului, deaceea în cazurile când este posibil (de exemplu pentru transformatorul de ieşire al etajului final cu triode, care lucrează în clasă A) valoarea lui α trebue să se ia de cel puţin $3 \div 4$, ceeace în afară de micşorarea dimensiunilor transformatorului de ieşire cauzează şi reducerea distorsiunilor nelineare provocate de tub, după cum se demonstrează în cursurile de amplificatori de joasă frecvenţă.

Este necesar să se noteze o circumstanţă de care trebue să se ţină seama la proiectarea amplificatorilor cu distorsiuni nelineare foarte mici: folosirea tuburilor ecranate în etajul final de

amplificare, precum şi funcţionarea în clasă B sau funcţionarea cu curenţi de grilă, nu numai că măresc distorsiunile nelineare, produse de lămpi, ci măresc deasemanea distorsiunile nelineare, produse de transformatorul de ieşire. In cazul funcţionării în clasă B, sau cu curenţi de grilă, valoarea lui α rezultă scăzută, deobicei mai mică decât unitatea; prin urmare. constanta de timp (necesară pentru obţinerea caracteristicei de frecvenţă respective), va fi mai mare, ceeace reiese din (II.101). După cum se arată mai jos, dimensiunile transformatorului de ieşire de mare putere sunt determinate de inducţia limită admisibilă în miez şi depăşesc dimensiunile necesare, pentru a obţine o bună caracteristică de frecvenţă. In cazul acestor dimensiuni geometrice mărite, distorsiunile de frecvenţă vor fi cu atât mai mici, cu cât este mai mare α, după cum se vede din (II.101). La analiza distorsiunilor nelineare, produse de transformatori, se va arăta că pentru valori date ale dimensiunilor miezului magnetic şi inducţiei, celelalte condiţii fiind egale, distorsiunile nelineare cresc proporţional cu distorsiunile de frecvenţă. Deaceea, transformatorul cu aceleaşi dimensiuni va produce distorsiuni nelineare mai mari, când etajul final funcţionează într'o clasă cu α mic, decât când etajul final foloseşte triode în clasă A, cu valori mari pentru α.

In expresia (II.101) este caracteristic faptul independenţei constantei de timp şi prin urmare a dimensiunilor transformatorului de rezistenţa internă a sursei, şi de puterea pentru care este calculat transformatorul. Prin urmare, transformatorii de ieşire cu puterea de 1 şi de 100 mW cu proprietăţi electric identice, trebue să aibă aceleaşi dimensiuni.

Această concluzie perfect justă pentru exemplul indicat nu se extinde asupra transformatorilor de orice putere. Chestiunea constă în aceia că trebue să avem în vedere că la deducerea expresiei (II.101) nu s'a luat în consideraţie un fapt foarte important şi anume că prin mărirea puterii aplicate transformatorului creşte inducţia în miezul lui.

Creşterea inducţiei determină creşterea distorsiunilor nelineare, produse de transformatori. La o inducţie mai mare, ele încep să înrăutăţească în mod vizibil calitatea reproducerii. Din această cauză valoarea maximă a inducţiei, la tensiunea maximă aplicată transformatorului şi la frecvenţa inferioară, nu trebue să depăşească o anumită valoare. Această valoare depinde atât de distorsiunile nelineare admisibile, cât şi de puterea transformatorului. In capitolul X se va da metoda de calcul a distorsiunilor nelineare, provocate de transformatori. Aici este suficient să se indice că valoarea inducţiei maxime, la frecvenţa

inferioară de lucru, se admite de ordinul a 3000÷4000 gauşi pentru puteri mici şi distorsiuni nelineare admisibile mici, de aproximativ 5000÷7000 gauşi, la transformatorii de ieşire obişnuiţi, de mică putere; de aproximativ 7000÷9000 gauşi la transformatorii de medie putere (câteva zeci sau sute de waţi) şi 10000÷12000 gauşi la transformatorii de ieşire sau de modulaţie (cu o putere de ordinul kilovaţilor său zecilor de kilowaţi).

Deoarece inducţia în miezul transformatorului depinde de puterea ce i se aplică, transformatorii cu aceleaşi proprietăţi electrice (caracteristică de frecvenţă de randament), dar de puteri diferite, vor avea dimensiuni identice, dar inducţia în miez va fi cu atât mai mare, cu cât este mai mare puterea transformatorului.

Pentru o anumită valoare a puterii, (denumită critică), inducţia în miez va atinge valoarea limită admisibilă, din punct de vedere al distorsiunilor nelineare. La creşterea mai departe a puterii, inducţia din miez va depăşi inducţia maximă admisibilă. Valoarea inducţiei respective şi frecvenţa de lucru inferioară determină puterea transformatorului.

Pentru a determina legătura dintre inducţia în miez şi puterea transformatorului vom folosi formula (II.20). Presupunând că tensiunea aplicată U_{m1} este egală cu f. e. m. indusă în primar E_{m1}, adică neglijând căderea de tensiune in înfăşurarea primară, obţinem o expresie suficient de precisă, care determină amplitudinea componentei alternative a inducţiei în miezul transformatorului B_{mi}, la frecvenţa de lucru inferioară:

$$B_{mi} = \frac{E_{m1}\,10^8}{\omega_i q_c\, w_1} \approx \frac{U_{m1}\,10^8}{\omega_i q_c\, w_1}. \tag{II.102}$$

Deoarece puterea aplicată transformatorului este egală cu pătratul amplitudinei tensiunii împărţită prin dublul rezistenţei de intrare a transformatorului, se determină din această relaţie amplitudinea tensiunii, şi substituind rezultatul în formula (II.102), rezultă:

$$B_{mi} = \frac{10^8\sqrt{2R_a P}}{\omega_i\, q_c\, w_1}, \tag{II.103}$$

în care P este puterea aplicată transformatorului.

Rezistenţa înfăşurării primare poate fi calculată din expresia:

$$r_1 = \rho_{Cu} = \frac{l_{Cu1} w_1^2}{q_{Cu1}} \tag{II.104}$$

în care ρ_{Cu} — rezistența specifică a cuprului conductorului, egală cu $1{,}75 \cdot 10^{-6}$

l_{Cu1} — lungimea spirei medii a înfășurării primare, în cm.

q_{Cu1} — secțiunea totală de cupru a înfășurării primare, în cm^2.

Substituind în formula (II.103) pe R_a dedus din relația (II.56) și pe r_1 din relația (II.104), se obține pentru transformatorii ce lucrează în clasă A, :

$$B_{mi} = \frac{2{,}64 \cdot 10^5}{\omega_i q_c} \sqrt{\frac{P l_{Cu1}}{q_{Cu1}(1-\eta)}} \cdot \qquad \text{(II.105)}$$

Pentru cei ce lucrează în clasă B, folosind în locul formulei (II.56) expresia (II.61), se deduce:

$$B_{mi} = \frac{3{,}45 \cdot 10^5}{\omega_i q_c} \sqrt{\frac{P l_{Cu1}}{q_{Cu1}(1-\eta)}} \cdot \qquad \text{(II.106)}$$

Expresiile (II.105) și (II.106) dovedesc că inducția în miezul transtormatorului crește proporțional cu rădăcina pătrată a puterii aplicate, și că pentru micșorarea inducției este suficient să se mărească secțiunea miezului, sau secțiunea totală a înfășurării.

Dacă din considerente de ordin economic sau de construcție, raportul volumelor materialului magnetic și al conductorului înfășurării transportului se adoptă, indiferent de putere, atunci transformatorii de puteri diferite vor fi geometric asemenea. Totodată, după cum reiese din relația (II.105) dacă P, η, ω_i sunt constante, inducția se va determina din expresia:

$$B_m = C\frac{cm^{\frac{1}{2}}}{cm^2 cm} = C_1 cm^{-\frac{5}{2}}, \qquad \text{(II.107)}$$

în care C și C_1 sunt coeficienți de proporționalitate. Prin urmare, pentru micșorarea inducției în miez de două ori, dimensiunile lineare ale transformatorului (în cazul asemănării geometrice a miezurilor) trebue să fie mărite de $2^{2/5} = 1{,}32$ ori.

Din cele expuse se pot trage următoarele concluzii: la o putere mică (mai mică decât cea critică), constanta de timp a transformatorului cu sarcină rezistivă, și prin urmare și dimensiunile lui, sunt determinate exclusiv de proprietățile lui electrice, adică de caracteristica de frecvență în banda frecvențelor de lucru inferioare și de valoarea randamentului.

Dimensiunile transformatorului cu puterea mai mare decât cea critică sunt determinate de amplitudinea maximă admisibilă a inducției în miez, pentru care distorsiunile nelineare produse de transformator nu depășesc o anumită valoare.

Puterea critică, la care are loc schimbarea condițiilor ce determină dimensiunile transformatoruluii poate fi calculată din expresiile (II.105) și (II.106).

De exemplu, pentru transformatorul a cărui înfășurare primară funcționează în clasă A, se obține:

$$P_{crit} = 1{,}43 \cdot 10^{-11} \frac{(\omega_i B_{mi} q_c)^2 \cdot (1-\eta) q_{Cu1}}{l_{Cu1}} \qquad \text{(II.108)}$$

Drept exemplu se va calcula puterea critică pentru transformatorul de ieșire executat cu miez de tip intermediar E—20 × 30, care are următoarele date (vezi tabela XVIII. 5):

$$q_c = 5{,}28\ cm^2;\ l_{Cu1} \approx l_{Cu} = 15{,}2\ cm;\ q_{Cu1} = 1{,}56\ cm^2.$$

Sunt date următoarele condiții:

$$B_{mi} = 5000\ gauss;\ \eta = 0{,}85;\ \omega_i = 314$$

transformatorul lucrează în clasă A. Substituind aceste date în relația (II. 108), se obține:

$$P_{crit} = \frac{1{,}43 \cdot 10^{-11} (314 \cdot 5000 \cdot 5{,}28)^2 (1-0{,}85) \cdot 1{,}56}{15{,}2} = 15{,}2\ W$$

In cazul acestei puteri, inducția în miez, la frecvența de lucru inferioară, atinge valoarea propusă de 5000 gauși.

§ II. 9. Exemple de calcul

Pentru ușurarea folosirii formulelor de calcul, deduse în cuprinsul capitolului, se dau mai jos exemple de calcul al transformatorilor cu sarcină rezistivă.

Exemplul 1. Să se calculeze parametrii electrici ai unui transformator de intrare, dintr'un amplificator final, care lucrează alimentat dela un preamplificator microfonic. Condițiile tehnice și condițiile de funcționare sunt următoarele:

Rezistența sursei	$R = 500\ \Omega$
Frecvența de lucru inferioară	$f_i = 100$ Hz
Frecvența de lucru superioară	$f_s = 6000$ Hz
Distorsiunile de frecvență maxime admisibile la frecvența de lucru inferioară	$M_i = -0{,}75$ db
Distorsiunile maxime, la frecvența superioară	$M_s = -1$ db
Coeficientul de transfer necesar (dat prin condiția obținerii unui anumit factor de amplificare pentru întregul amplificator)	$k_0 = 4{,}3$

Capacitatea de intrare a tubului cu ecran, pe care debitează transformatorul $C_{int}=10\ \mu\mu F$

1. Trecem dela valorile în decibeli ale coeficienţilor admisibili ai distorsiunilor de frecvenţă, la valorile rapoartelor:

$$M_i = 10^{-\frac{M_{idb}}{20}} = 10^{\frac{0{,}75}{20}} = 1{,}09;$$

$$M_s = 10^{-\frac{M_{sdb}}{20}} = 10^{\frac{1}{20}} = 1{,}122$$

2. Determinăm rezistenţa maximă admisibilă a rezistenţei din înfăşurarea secundară a transformatorului, conform condiţiei de existenţă a sarcinii rezistive, presupunând capacitatea montajului $C_m = 15\ \mu\mu F$ şi capacitatea proprie a transformatorului C_{tr}, în conformitate cu tabela XV. 3, că nu depăşesc 75 $\mu\mu F$.

$$R_2 \leqslant \frac{1}{3\,\omega_s\,(C_{tr} + C_{int} + C_m)} =$$

$$= \frac{1}{3 \cdot 6{,}28 \cdot 6000\,(75 + 10 + 15) \cdot 10^{-12}} = 88400\ \Omega .$$

3. Determinăm raportul de transformare, necesar pentru obţinerea coeficientului de transfer propus, considerând $\alpha = 1$ şi luând randamentul transformatorului, în conformitate cu tabela II. 1, $\eta = 0{,}75$

$$n = \frac{w_2}{w_1} = \frac{2k_0}{\eta} = \frac{2 \cdot 4{,}3}{0{,}75} \approx 11{,}5 .$$

4. Calculăm rezistenţa derivaţie, din înfăşurarea secundară, luând $\alpha = 1$

$$R_2 = n^2 \eta R = 11{,}5^2 \cdot 0{,}75 \cdot 500 \approx 50000\ \Omega ,$$

Deoarece valoarea rezistenţei derivaţie nu depăşeşte rezistenţa maximă admisibilă (88400 Ω), condiţia de funcţionare a transformatorului cu sarcină rezistivă este satisfăcută.

5. Deoarece transformatorul funcţionează în clasă A, determinăm rezistenţa înfăşurărilor transformatorului, din expresiile:

$$r_2 = R_2 \frac{1-\eta}{2-\eta} = 50000 \frac{1-0{,}75}{2 \cdot 0{,}75} = 8300\ \Omega ;$$

$$r_1 = r'_2 = \frac{r_2}{n^2} = \frac{8300}{11{,}5^2} \approx 60\ \Omega .$$

6. Rezistenţa derivaţie, raportată la înfăşurarea primară, va fi:

$$R'_2 = \frac{R_2}{n^2} = \frac{50000}{11{,}5^2} = 380\ \Omega .$$

7. Rezistența generatorului echivalent pentru frecvențele inferioare va fi:

$$R_{ei}=\frac{(R+r_1)\,(r'_2+R'_2)}{R+r_1+r'_2+R'_2}=\frac{(500+60)\,(60+380)}{500+60+60+380}=246\ \Omega\,.$$

8. Inductanța necesară a înfășurării primare a transformatorului se determină în funcție de mărimea admisibilă a distorsiunilor de frecvență, la frecvența de lucru inferioară:

$$L_1=\frac{R_{ei}}{\omega_i\sqrt{M_i^2-1}}=\frac{246}{6{,}28\cdot 100\sqrt{1{,}09^2-1}}\approx 0{,}9\ \mathrm{H}\,.$$

9. Inductanța de scăpări admisibilă a transformatorului, în funcție de distorsiunile de frecvență maxime admise la frecvența de lucru superioară, va fi:

$$L_s=\frac{(1+\alpha)\,R\sqrt{M_s^2-1}}{\omega}=\frac{(1+1)\,500\sqrt{1{,}122^2-1}}{6{,}28\cdot 6000}=0{,}0135\ \mathrm{H}\,.$$

Raportul dintre inductanța de scăpări a transformatorului L_s și inductanța înfășurării lui primare L_1, se numește coeficientul de scăpări al transformatorului, și se notează prin σ. Practica de construcție a transformatorilor dovedește că atunci când pentru miezul transformatorului se folosește oțel de transformator obișnuit, este greu să reducem coeficientul de scăpări sub 0,003, deoarece aceasta complică și scumpește construcția transformatorului. Construcția cea mai simplă se obține când σ nu se cere mai mic decât 0,01. In cazul când se folosește permalloy pentru miez, se poate obține fără dificultăți constructive prea mari o valoare mult mai redusă a coeficientului de scăpări, (circa 0,001).

Valoarea coeficientului de scăpări, pentru transformatorii din exemplul de mai sus este:

$$\sigma=\frac{L_s}{L_1}=\frac{0{,}0135}{0{,}9}=0{,}015\,.$$

După cum se vede, chiar în cazul folosirii unui oțel de transformator obișnuit, construcția transformatorului nu este însoțită de greutăți însemnate.

10. Să determinăm acum constanta de timp necesară, care va fi folosită pentru determinarea dimensiunilor miezului:

$$\tau_1=\frac{L_1}{r_1}=\frac{0{,}9}{60}=0{,}015\ \mathrm{s}\,.$$

Dacă este necesar să se cunoască caracteristicele de frecvență și de fază ale transformatorului calculat, determinarea lor trebue să se facă numai după efectuarea calculului constructiv al transformatorului deoarece în cursul acestui calcul este adesea necesar să se schimbe mărimile L_1 și L_s, obținute din calculul electric.

Exemplul 2. Să se calculeze parametrii electrici ai unui transformator de ieșire pentru etajul final, care lucrează în clasă A, pe o sarcină rezistivă. Condițiile tehnice și condițiile de funcționare sunt următoarele:

Rezistența internă a etajului final $R = 2500\,\Omega$
Rezistența de sarcină $R_2 = 600$
Frecvența de lucru inferioară $f_i = 40$ Hz
Frecvența de lucru superioară $f_s = 12000$ Hz
Distorsiunile de frecvență maxime admisibile $M_i = M_s = -1$db
Puterea debitată în sarcină $P_2 = 2W$
Coeficientul static de amplificare al lămpii etajului final $\eta = 4$
Rezistența de intrare a transformatorului trebue să fie egală cu rezistența de sarcină; amplificatorul este calculat pentru o durată de funcționare redusă.

1. Alegând conform tabelei II. 1 randamentul transformatorului $\eta = 0,77$ se determină puterea care trebue să fie debitată de tub

$$P = \frac{P_2}{\eta} = \frac{2}{0,77} = 2,6 \text{ W} .$$

2. Determinăm raportul de transformare, plecând dela condiția de egalitate a rezistenței de ieșire a transformatorului cu rezistența de sarcină:

$$n = \frac{w_2}{w_1} = \sqrt{\frac{(2\eta - 1) R_2}{\eta R}} = \sqrt{\frac{(2 \cdot 0,77 - 1)\,600}{0,77 \cdot 2500}} = 0,41$$

3. Calculăm rezistența sarcinii anodice, pe care va debita tubul din etajul final, adică rezistența de intrare a transformatorului:

$$R_a = \frac{R}{2\eta - 1} = \frac{2500}{2 \cdot 0,77 - 1} = 4630\,\Omega .$$

Lucrând pe această rezistență de sarcină, tubul trebue să debiteze 2,6 W, la o anumită valoare a distorsiunilor neliniare admisă prin condițiile tehnice.

4. Rezistența înfășurărilor transformatorului se va determina din expresiile:

$$r_1 = R_a \frac{1-\eta}{2} = 4630\, \frac{1-0,77}{2} = 532\,\Omega ;$$

$$r_2 = R_2 \frac{1-\eta}{2\eta} = 600\, \frac{1-0,77}{2 \cdot 0,77} = 90\,\Omega .$$

5. Rezistența generatorului echivalent pentru frecvența inferioară va fi:

$$R_{ei} = \frac{(R + r_1)(R_a - r_1)}{R + R_a} = \frac{(2500 + 532)(4630 - 532)}{2500 + 4630} = 1740\,\Omega .$$

6. Calculăm inductanța necesară a înfășurării primare, în funcție de valoarea admisibilă a distorsiunilor de frecvență la frecvența de lucru inferioară:

$$M_i = M_s = 10^{-\frac{M_{db}}{20}} = 10^{\frac{1}{20}} = 1,122 ;$$

$$L_1 \geqslant \frac{R_{ei}}{\omega_i \sqrt{M_i^2 - 1}} = \frac{1740}{6,28 \cdot 40 \sqrt{1,122^2 - 1}} = 13,6 \text{ H} .$$

7. Inductanța de scăpări admisibilă a transformatorului se determină în funcție de distorsiunile admisibile la frecvența de lucru superioară:

$$L_s < \frac{R+R_a}{\omega_s}\sqrt{M_s^2-1} = \frac{2500+4630}{6{,}28 \cdot 12000}\sqrt{1{,}122^2-1} = 0{,}0483 \text{ H}.$$

8. Verificăm posibilitatea construirii transformatorului, cu un coeficient de scăpări:

$$\sigma = \frac{L_s}{L_1} = \frac{0{,}0483}{13{,}6} \approx 0{,}0036.$$

Pentru această valoare a coeficientului de scăpări, transformatorul poate fi executat chiar folosind oțel de transformator obișnuit, deși în acest caz construcția înfășurărilor se complică (va fi necesară alternarea înfășurărilor).

9. Constanta de timp a transformatorului este:

$$\tau_1 = \frac{L_1}{r_1} = \frac{13{,}6}{532} \approx 0{,}026\ s.$$

10. Factorul de amplificare al etajului este:

$$K_0 = \mu n \eta \frac{R_a}{R+R_a} = 4 \cdot 0{,}41 \cdot 0{,}77 \cdot \frac{4630}{2500+4630} = 0{,}82.$$

Factorul de amplificare s'a obținut mai mic decât unitatea, cum se și întâmplă deobicei în etajele finale, deoarece raportul de transformare al transformatorilor de ieșire este deobicei mai mic decât unitatea.

Exemplul 3. Să se calculeze parametrii electrici ai unui transformator de ieșire, pentru etajul de putere final al unui amplificator de radioficare, care lucrează în clasă B, cu curenți de grilă și care este calculat pentru o funcționare de durată. Condițiile tehnice și datele etajului sunt următoarele:

Puterea de ieșire	$P_2 = 10$ kW
Valoarea eficace a tensiunii de ieșire	$U_2 = 220$ V.
Frecvența de lucru inferioară	$f_i = 70$ Hz
Frecvența de lucru superioară	$f_s = 6000$ Hz
Distorsiunile de frecvență admisibile la frecvența inferioară	$M_i \leq -0{,}5$ db
Distorsiunile de frecvență admisibile la frecvența superioară	$M_s \leq -0{,}8$ db
Rezistența sarcinii anodice a etajului final (între anozi)	$R_a = 10000\ \Omega$
Rezistența internă a etajului final în curent alternativ (între anozi)	$R = 20000\ \Omega$

1. Puterea care trebue debitată de etajul final, plecând dela randamentul transformatorului (conform tabelei II. 1) egal cu 0,97 pentru puterea de 10 kW, este:

$$P = \frac{P_2}{\eta} = \frac{10}{0{,}97} = 10{,}3 \text{ kW}.$$

2. Rezistența sarcinii, cunoscând tensiunea ei și puterea debitată este:

$$R_2 = \frac{U_2^2}{P_2} = \frac{220^2}{10\,000} = 4{,}84\ \Omega.$$

3. Raportul de transformare în funcţie de rezistenţa sarcinii anodice R_a cunoscută şi R_2 este:

$$n = \frac{w_2}{w_1} = \sqrt{\frac{R_2}{\eta R_a}} = \sqrt{\frac{4{,}84}{0{,}97 \cdot 10\,000}} = 0{,}0223 .$$

Raportul de transformare găsit reprezintă raportul dintre numărul de spire din înfăşurarea secundară şi numărul de spire din întreaga înfăşurare primară (ambele jumătăţi), deoarece mărimea R_a este dată între anozii etajului final.

4. Determinăm rezistenţa înfăşurărilor transformatorului, ţinând seamă de faptul că înfăşurarea lui primară funcţionează în clasă B:

$$r_1 = 0{,}293\, R_a (1-\eta) = 0{,}293 \cdot 10^4 (1-0{,}97) = 88\ \Omega$$

$$r_2 = 0{,}414\, R_2 \frac{1-\eta}{\eta} = 0{,}414 \cdot 4{,}84 \frac{1-0{,}97}{0{,}97} = 0{,}062\ \Omega$$

5. Rezistenţa generatorului echivalent pentru frecvenţele inferioare este:

$$R_{ei} \approx \frac{R \cdot R_a}{R+R_a} = \frac{20\,000 \cdot 10\,000}{20\,000 + 10\,000} = 6670\ \Omega$$

6. Inductanţa necesară a înfăşurării primare a transformatorului este:

$$M_{idb} = -\,0{,}5;\ M_i = 1{,}06;\ L_1 \geqslant \frac{R_{ei}}{\omega_i \sqrt{M_i^2 - 1}} =$$

$$= \frac{6670}{6{,}28 \cdot 70 \cdot \sqrt{1{,}06^2 - 1}} = 43\ \mathrm{H}.$$

7. Inductanţa de scăpări a transformatorului nu trebue să depăşească valoarea:

$$M_{sdb} = -\,0{,}8;\ M_s = 1{,}097;\ L_s = \frac{R + R_a}{\omega_s} \sqrt{M_s^2 - 1} =$$

$$= \frac{20\,000 + 10\,000}{6{,}28 \cdot 6\,000} \sqrt{1{,}097^2 - 1} = 0{,}36\ \mathrm{H}.$$

8. Coeficientul de scăpări al transformatorului este:

$$\sigma = \frac{L_s}{L_1} = \frac{0{,}36}{43} = 0{,}0083,$$

adică are valoarea admisibilă. Transformatorul calculat are puterea mai mare decât cea critică. Deci la calculul de construcţie numărul de spire din înfăşurarea primară va fi determinat de amplitudinea admisibilă a inducţiei în miez. Inductanţa înfăşurării primare se obţine deci mai mare decât 43 H, distorsiunile de frecvenţă la frecvenţa inferioară vor fi mai mici decât cele propuse, iar coeficientul de scăpări admisibil al transformatorului va fi mai mic decât valoarea găsită. Deaceea, determinarea caracteristicei de frecvenţă a transformatorului calculat trebue să se facă după efectuarea calculului de construcţie, după ce valorile L_s şi L_1 sunt stabilite definitiv.

CAPITOLUL III

TRANSFORMATORI CU SARCINĂ INDUCTIVĂ, FUNCŢIONÂND CU O SURSĂ DE TENSIUNE CU IMPEDANŢA REZISTIVĂ

§ III. 1. Schema echivalentă

Schema echivalentă a bobinei mobile dintr'un difuzor electrodinamic, foarte răspândit în prezent, care serveşte la transformarea energiei electrice în energie acustică, poate fi reprezentată sub forma indicată în fig. III.1. In această schemă, inductanţa L_M, capacitatea C_M, şi rezistenţa R_M caracterizează rezonanţa mecanică a sistemului mobil al difuzorului, a cărui frecvenţă depinde de masa sistemului mobil şi de elasticitatea suspensiunii lui. Această rezonanţă este de obicei situată în domeniul frecvenţelor acustice scăzute (30—200 Hz), unde radiaţia difuzorului este redusă şi fenomenele de rezonanţă nu au o importanţă prea mare.

Dacă se neglijează rezonanţa mecanică a difuzorului, schema echivalentă a bobinei acustice poate fi reprezentată prin rezistenţa R_2 şi inductanţa L_2, conectate în serie. Atât rezistenţa cât şi inductanţa bobinei mobile depind de frecvenţă; totuşi aceste variaţii sunt deobicei reduse şi pentru simplificarea analizei ele pot fi neglijate.

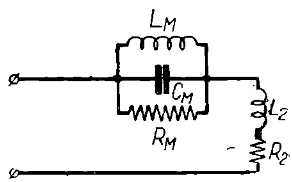


Fig. III.1. Schema echivalentă a bobinei mobile a difuzorului electrodinamic

In banda frecvenţelor de lucru superioare, impedanţa bobinei mobile a difuzorului electrodinamic are o componentă inductivă importantă şi deaceea nu se poate considera că un transformator încărcat cu un astfel de difuzor posedă o sarcină rezistivă în toată gama frecvenţelor de lucru. Creşterea impedanţei la frecvenţele superioare provoacă o ridicare a caracteristicei de frecvenţă a etajului final, la aceste frecvenţe, ceeace înrăutăţeşte caracteristica de frecvenţă generală a sistemului.

Creşterea caracteristicei de frecvenţă în zona frecvenţelor

superioare poate fi înlăturată prin alegerea valorii corespunzătoare a inductanței de scăpări a transformatorului și prin introducerea elementelor de corecție.

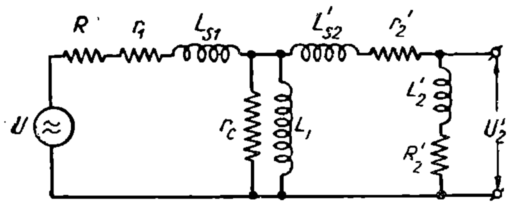


Fig. III.2 Schema echivalentă a transformatorului cu sarcină inductivă funcționând cu o sursă de tensiune cu impendanță rezistivă.

Schema echivalentă complectă a etajului final, încărcat prin transformatorul de ieșire cu un difuzor electrodinamic, este reprezentată în fig. III.2. Difuzorul este reprezentat prin rezistența R_2 și prin inductanța L_2, legate în serie. O sarcină de acest gen, se va numi în viitor, pentru prescurtare, sarcină inductivă.

§ III. 2. Caracteristicele de frecvență și de fază; determinarea inducției necesare a înfășurării primare și a inductanței de scăpări

In banda frecvențelor inferioare, impedanța difuzorului se poate considera pur rezistivă (neglijând rezonanța mecanică a sistemului), iar schema echivalentă, la aceste frecvențe a transformatorului încărcat cu un difuzor, are forma reprezentată în fig. III.3. Această schemă nu diferă de schema echivalentă a transformatorului cu sarcină rezistivă. Deaceea, formulele pentru calculul caracteristicei de frecvență la frecvențele inferioare și formulele pentru determinarea inductanței necesare vor fi aceleași ca și pentru transformatorul cu sarcină rezistivă. Aceste formule sunt indicate în § II.3.

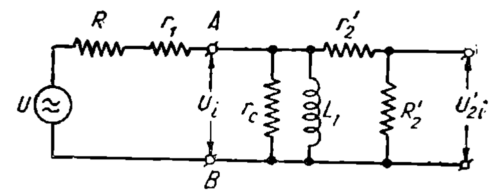


Fig. III.3. Schema echivalentă a transformatorului cu sarcină inductivă, pentru frecvențele inferioare.

Caracteristica de frecvență a transformatorului cu sarcină inductivă diferă, în banda frecvențelor superioare, de caracteristica de frecvență a transformatorului cu sarcină rezistivă. Pentru obținerea ecuației caracteristicei la frecvențele de lucru superioare se vor folosi schemele echiva-

lente pentru frecvenţele medii şi superioare, reprezente în fig. III.4. şi III.5. Aceste scheme se obţin din schema echivalentă complectă, indicată în fig. III.2, prin eliminarea acelor elemente a căror influenţă, poate fi neglijată în banda respectivă de frecvenţe.

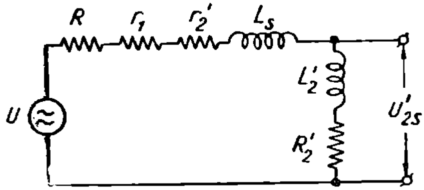


Fig. III.4: Schema echivalentă a transformatorului cu sarcină inductivă, pentru frecvenţele superioare.

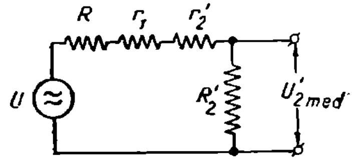


Fig. III.5. Schema echivalentă a transformatorului cu sarcină inductivă, pentru frecvenţele medii.

Pentru frecvenţele superioare (fig. III.4) tensiunea la ieşirea schemei se determină prin expresia:

$$U'_{2s} = U \frac{R'_2 + j\omega L'_2}{R_s + R'_2 + j\omega(L_s + L'_2)} \tag{III.1}$$

n care:

$$R_s = R + r_1 + r'_2$$

Tensiunea la ieşire, în cazul frecvenţelor medii, este (vezi schema din fig. III.5):

$$\dot{U}'_{2med} = U \frac{R'_2}{R_s + R'_2} \tag{III.2}$$

Deci, factorul distorsiunilor de frecvenţă în banda frecvenţelor superioare este:

$$M_s = \frac{U'_{2med}}{U'_{2s}} = \frac{R'_2}{R_s + R'_2} \cdot \frac{R_s + R'_2 + j\omega(L_s + L'_2)}{R'_2 + j\omega L'_2} = \frac{1 + j\omega \dfrac{L_s + L'_2}{R_s + R'_2}}{1 + j\omega \dfrac{L'_2}{R'_2}} =$$

$$= \frac{1 + j\omega A}{1 + j\omega B}, \tag{III.3}$$

în care:

$$A = \frac{L_s + L'_2}{R_s + R'_2}; \quad B = \frac{L'_2}{R''_2}. \tag{III.4}$$

Rezultă că dacă $A = B$, atunci M_s este independent de frec-

vență și prin urmare lipsesc distorsiunile de frecvență, în banda frecvențelor superioare.

Din relația (III.3) se poate obține cu ușurință modulul factorului dimensiunilor de frecvență:

$$M_s = \sqrt{\frac{1+\omega^2 A^2}{1+\omega^2 B^2}} \,. \qquad \text{(III.5)}$$

Din condiția inexistenții distorsiunilor de frecvență reiese:

$$\frac{A}{B} = 1\,;\ \frac{\frac{L_s}{L'_2}+1}{\frac{R_s}{R'_2}+1} = 1\,;\ \frac{L_s}{L'_2} = \frac{R_s}{R'_2}\,, \qquad \text{(III.6)}$$

adică raportul dintre inductanța de scăpări a transformatorului și inductanța sarcinii trebue să fie egal cu raportul dintre rezistența R_s și componenta rezistivă a sarcinii R'_2. Dacă raportul dintre inductanțe depășește raportul dintre rezistențe, nu se realizează compensarea totală a distorsiunilor, ceeace provoacă o coborîre a caracteristicei de frecvență, la frecvențele superioare. In caz contrar, se obține o ridicare a caracteristicei de frecvență, la frecvențele superioare. Coborîrea caracteristicei de frecvență nu este limitată, în timp ce ridicarea ei este limitată de factorul de amplificare static al tubului, sau al tuburilor etajului final.

Familia caracteristicelor de frecvență ale etajului final cu triode de stânga[1]), pentru banda frecvențelor superioare, și pentru diferite valori ale raportului A/B este reprezentată în fig. III.6. In cazul folosirii în etajul final, a unui regim de funcționare cu valori mici pentru α (tuburi cu ecran, triode de dreapta[2]), creșterea caracteristicei poate atinge valori foarte mari, dacă inductanța de scăpări a transformatorului este insuficientă, ceeace se traduce prin apariția unui ton ascuțit.

Din expresia (III.6) se obține formula de calcul pentru determinarea inducției de scăpări necesară pentru înlăturarea distorsiunilor de frecvență, în banda frecvențelor superioare:

$$L_s = L_2 \frac{R_s}{R'_2} \qquad \text{(III.7)}$$

Dacă în etajul final se folosește un regim de funcționare

1) N.T. Prin triodă de stânga se înțelege o triodă utilizată în partea stângă a caracteristicilor de grilă, adică cu tensiuni de grilă negative.

2) N.T. Prin triodă de dreapta se înțelege trioda utilizată în partea dreaptă a caracteristicilor de grilă, adică cu tensiuni de grilă pozitive.

cu α mic, pentru menținerea unei sarcini constante cu frecvența, se introduce adeseori în paralel cu primarul transformatorului un circuit care împreună cu constantele difuzorului și transfor-

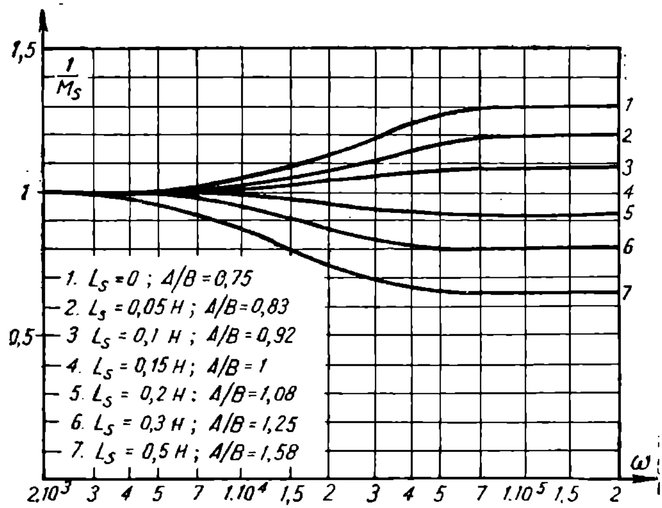


Fig. III.6. Distorsiunile de frecvență ale unui etaj cu transformator și sarcină inductivă, în banda frecvențelor superioare, pentru următoarele date. $R_s = 3000\,\Omega$; $R'_2 = 9000\,\Omega$ $L'_2 = 0,45$ H.

matorului formează un circuit permanent rezonant (fig. III.7). Pentru ca impendența de ieșire a transformatorului, inclusiv circuitul $R_K - C_K$ să nu depindă de frecvență și să fie pur rezistivă, mărimile R_K și C_K trebue să satisfacă următoarele condiții:

$$R_K = R'_2 + r_1 + r'_2; \quad \text{(III.8)}$$

$$C_K = \frac{L_s + L'_2}{R_K^2}. \quad \text{(III.9)}$$

Cu adăugarea acestui circuit, schema echivalentă a etajului, la frecvențe superioare, este cea reprezentată în fig. III.8. Deoarece tensiunea între punctele M și N din această schemă este independentă de frecvență (la un regim de tensiune constantă,

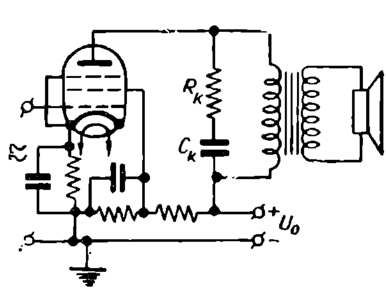


Fig. III.7. Schema unui etaj final cu pentodă și circuit de corecție R_kC_k, în circuitul anodic.

in înfăşurarea primară a transformatorului), schema poate fi simplificată, legând între punctele M şi N un generator cu f. e. m. egală cu U_K, fără rezistenţă internă (fig. III.9).

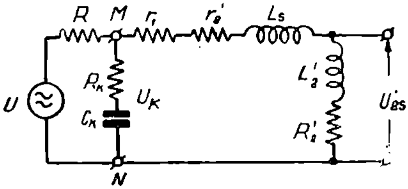


Fig. III.8. Schema echivalentă pentru frecvenţele superioare a etajului de amplificare, alimentând un difuzor cu circuit de corecţie.

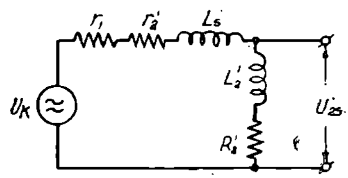


Fig. III.9. Schema echivalentă simplificată pentru frecvenţele superioare a etajului de amplificare, alimentând un difuzor cu circuit de corecţie

Schema echivalentă obţinută nu diferă mult de schema din fig. III.4 şi prin anologie este uşor de scris formula de calcul pentru determinarea caracteristicei de frecvenţă:

$$M_s = \sqrt{\frac{1+\omega^2 A^2_1}{1+\omega^2 B^2}} \qquad \text{(III.10)}$$

în care:

$$A_1 = \frac{L_s \times L'^2}{r_1 + r'_2 + R'_2}; \quad B = \frac{L'_2}{R'_2} \qquad \text{(III.11)}$$

Valoarea inductanţei de scăpări, necesară pentru transformatorul cu circuit „permanent rezonant" în înfăşurarea primară, poate fi calculată din condiţia lipsei distorsiunilor de frecvenţă:

$$\frac{L_s}{L'_2} = \frac{r_1 + r'_2}{R'_2}; \quad L_s = L'_2 \frac{r_1 + r'_2}{R'_2} = L'_2 \frac{1-\eta}{\eta} \qquad \text{(III.12)}$$

Aspectul caracteristicei de frecvenţă a etajului cu sarcină inductivă este redat de curbele din fig. III.10.

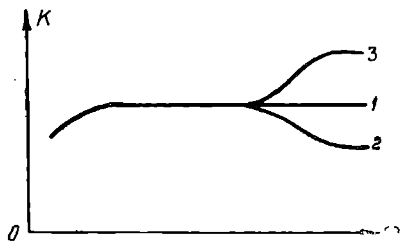


Fig. III.10 Aspectul caracteristicei de frecvenţă a etajului cu transformator cu sarcină inductivă:
1) L_S are valoare corectă;
2) L_S are valoare prea mare;
3) L_S are valoare prea mică

Caracteristica de fază, în banda frecvenţelor inferioare, pentru transformatorul cu sarcină inductivă, nu diferă de caracteristica transformatorului cu sarcină rezistivă; formulele pentru determinarea decalajelor de fază, în banda frecvenţelor de lucru inferioare, sunt indicate în § II.3.

Decalajele de fază lipsesc în banda frecvenţelor superi-

oare, dacă inductanța de scăpări a transformatorului este egală cu valoarea calculată după expresia (III.7), ceeace rezultă din (III.1), din faptul că numărătorul și numitorul, în acest caz, au unghiuri de fază identice la orice valoare a frecvenței. La alte valori ale inductanței de scăpări, decalajele de fază există, dar nu se indică formulele pentru determinarea lor, deoarece aceste formule nu au valoare din punct de vedere practic.

§ III. 3. **Determinarea celorlalți parametri electrici.**

Deoarece schema echivalentă pentru banda frecvențelor de lucru medii a transformatorului studiat nu diferă de schema pentru frecvențele medii a transformatorului cu sarcină rezistivă, formele pentru determinarea rezistenței înfășurărilor, a raportului de transformare, a factorului de amplificare al etajului împreună cu transformatorul, și a constantei de timp a transformatorului, nu diferă de formulele transformatorului cu sarcină rezistivă, din paragrafele II.5, II.6, II.7. și II.8.

La determinarea rezistenței înfășurărilor și a raportului de transformare, în formulele de calcul se substituie sarcinii, componenta rezistivă a impedanței de sarcină R_2, deoarece ea este sarcina transformatorului în domeniul frecvențelor inferioare și medii. Valoarea randamentului transformatorului se alege în conformitate cu datele din tabela II.1. Raportul de transformare se determină după valoarea optimă a sarcinii anodice a etajului final sau, ceace este egal, în funcție de valoarea α propusă. Aceasta deoarece la funcționarea cu difuzor nu există necesitatea de egalitate a impedanței de ieșire a transformatorului cu impedanța difuzorului.

§ III.4. EXEMPLE DE CALCUL.

Să se calculeze parametrii electrici ai transformatorului de ieșire pentru un etaj final în contratimp, care lucrează în clasă A, debitând pe un difuzor electrodinamic. Se cunosc următoarele date și condiții tehnice:

Puterea de ieșire	$P_2 = 10$ W
Componenta activă a impedanței de sarcină	$R_2 = 4\ \Omega$
Inductanța sarcinii	$L_2 = 0{,}4$ mH
Rezistența internă a tuburilor etajului (între anode)	$R = 2 \cdot 10^5\ \Omega$
Rezistența sarcinii anodice (între anode)	$R_a = 8000\ \Omega$
Factorul de amplificare static al tuburilor etajului	$\mu = 300$
Frecvența de lucru inferioară	$f_i = 80$ Hz.
Distorsiunile de frecvență admisibile la frecvența inferioară	$M_i = -1$db
Distorsiunile de frecvență în banda frecvențelor superioare (până la frecvența de 6000 Hz) trebue să fie neînsemnate.	

1. Se calculează puterea care trebue debitată de tuburile etajului final, presupunând randamentul transformatorului $\eta = 0{,}87$, pentru puterea de 10 W, conform tabelei II. 1.

$$P = \frac{P_2}{\eta} = \frac{10}{0{,}87} = 11{,}5 \text{ W}$$

2. Se determină raportul de transformare, în funcţie de valorile R şi R_a propuse :

$$n = \frac{W_2}{W_1} = \sqrt{\frac{R_2}{\eta R_a}} = \sqrt{\frac{4}{0{,}87 \cdot 8000}} = 0{,}024$$

3. Se calculează rezistenţa înfăşurării transformatorului, presupunând rezistenţele înfăşurărilor egale, deoarece etajul funcţionează în clasă A :

$$r_1 = r_2 = R_a \frac{1-\eta}{2} = 8000 \frac{1-0{,}87}{2} = 520 \ \Omega ;$$

$$r_2 = R_2 \frac{1-\eta}{2\eta} = 4 \frac{1-0{,}87}{2 \cdot 0{,}87} = 0{,}3 \ \Omega ,$$

4. Să se determine rezistenţa generatorului echivalent pentru frecvenţele inferioare :

$$R_{ei} = \frac{(R+r_1)(R_a - r_1)}{R + R_a} = \frac{(2 \cdot 10^5 + 520)(8000-520)}{2 \cdot 10^5 + 8000} = 7\,200 \ \Omega$$

5. La frecvenţa de lucru inferioară inductanţa înfăşurării primare necesară pentru obţinerea caracteristicei de frecvenţă propuse, va fi

$$M_i = 10^{-\frac{M_{idb}}{20}} = 10^{\frac{1}{20}} = 1{,}122;$$

$$L_1 \geqslant \frac{R_{ei}}{\omega_i \sqrt{M_i^2 - 1}} = \frac{7\,200}{6{,}28 \cdot 80\sqrt{1{,}122^2 - 1}} = 28{,}1 \text{ H}$$

6. Se determină valoarea inductanţei şi rezistenţei sarcinii, raportate la înfăşurarea primare :

$$L'_2 = \frac{L_2}{n^2} = \frac{0{,}4 \cdot 10^{-3}}{0{,}024^2} = 0{,}695 \text{ H};$$

$$R'_2 = \frac{R_2}{n^2} = \frac{4}{0{,}024^2} = 6950 \ \Omega.$$

7. Pentru a inlăutra distorsiunile de frecvenţă la frecvenţele superioare este necesară o inductanţă de scăpări a transformatorului :

$$L_s = L'_2 \frac{R + r_1 + r'_2}{R'_2} = 0{,}695 \frac{2 \cdot 10^5 + 520 + 520}{6950} = 20{,}1 \text{ H}$$

Din punct de vedere constructiv, o astfel de inductanţă de scăpări, la o inductanţă a înfăşurării primare de 28 H este imposibil de realizat deoarece coeficientul de scăpări al transformatorului ar trebui să fie:

$$\sigma = \frac{L_s}{L_1} = \frac{20,1}{28,1} = 0,715$$

Deaceea în acest caz, nu se poate obţine caracteristica de frecvenţă rectilinie prin mărirea inductanţei de scăpări a transformatorului, tuburile etajului final având o rezistenţă internă prea mare. Aşa dar sau se admite o creştere pronunţată a caracteristicei de frecvenţă, în banda frecvenţelor superioare, care se poate corecta în etajele de preamplificare, sau se montează pe înfăşurarea primară a transformatorului circuitul de corecţie „permanent rezonant". In cel din urmă caz, pentru obţinerea unei caracteristice de frecvenţă orizontală la frecvenţele superioare, este necesară o inductanţă de scăpări:

$$L_s = L_2' \frac{r_1 + r_2'}{R_2'} = 0,695 \frac{520 + 520}{6950} = 0,104 \text{ H};$$

$$\sigma = \frac{L_s}{L_1} = \frac{0,104}{28,1} = 0,037$$

Transformatorul cu acest coeficient de scăpări poate fi realizat, din punct de vedere practic, iar construcţia lui nu va prezenta dificultăţi deosebite.

8. Se calculează datele circuitului permanent rezonant:

$$R_k = R_a = 8000\,\Omega$$

$$C_k = \frac{L_s + L_2'}{R_k^2} = \frac{0,104 + 0,695}{8000^2} = 12500 \ \mu\mu\text{F}$$

9. Se găseşte factorul de amplificare al etajului:

$$K_o = \mu\mu\eta \frac{R_a}{R + R_a} = 300 \cdot 0,024 \cdot 0,87 \frac{8000}{200.000 + 8000} \approx 0,24$$

adică tensiunea pe sarcină va fi 0,24 din tensiunea aplicată între grilele de comandă ale etajului.

CAPITOLUL IV

TRANSFORMATORI CU SARCINĂ CAPACITIVĂ, FUNCŢIONÂND CU O SURSĂ DE TENSIUNE CU IMPEDANŢA REZISTIVĂ

§ IV. 1. Schema echivalentă

Se numesc transformatori cu sarcină capacitivă transformatorii care au în banda frecvenţelor de lucru superioare o componentă capacitivă a sarcinii, atât de mare încât aceasta influenţează sensibil caracteristicele de frecvenţă şi de fază.

In acestă categorie intră:

a) Transformatorii de intrare şi de cuplaj între tuburi, cu înfăşurarea secundară neshuntată.

b) Transformatorii de intrare şi de cuplaj între tuburi, cu înfăşurarea secundară slab shuntată, adică acei transformatori care la frecvenţa de lucru superioară nu satisfac relaţia (II.1) şi deci nu se poate neglija influenţa capacităţii care shuntează înfăşurarea secundară a transformatorului.

c) Transformatorii de ieşire care debitează pe o sarcină în care predomină componenta capacitivă, de exemplu transformatorii care debitează pe un difuzor piezoelectric.

La deducerea formulelor de calcul se va studia cazul cel mai frecvent; transformatorul cu shunt în înfăşurarea secundară. Formulele de calcul pentru transformatorul fără shunt se obţin, presupunând rezistenţa shuntului infinită.

Schema echivalenta completă a transformatorului cu sarcină capacitativă şi cu shunt în înfăşurarea secundară este reprezentată în fig. IV.1. Pentru analiza caracteristicelor de fază şi de frecvenţă şi pentru deducerea formulelor de calcul, se va folosi metoda obişnuită de aproximare a schemei echivalente complecte, prin schema pentru frecvenţele de lucru superioare, medii şi inferioare.

IV. 2. Caracteristicele de frecvență și de fază în banda frecvențelor inferioare și determinarea inductanței necesare a înfășurării primare

Schemele echivalente pentru frecvențele inferioare și medii ale transformatorului cu sarcină capacitivă și shunt în înfășurarea secundară, nu se deosebesc de schemele pentru frecvențele inferioare și medii ale transformatorului cu sarcină rezistivă. Deaceea, formulele pentru calculul caracteristicei de frecvență și de fază în zona frecvențelor inferioare și formulele pentru determinarea inductanței necesare a înfășurării primare a transformatorului cu shunt, rămân aceleași ca și pentru transformatorul cu sarcină rezistivă. Ele sunt date în § II,3.

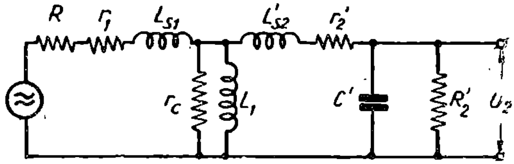


Fig. IV.1. Schema echivalentă completă a transformatorului cu sarcină capacitivă.

Dacă lipsește shuntul în înfășurarea secundară a transformatorului cu sarcină capacitivă, rezistența generatorului echivalent pentru frecvențele inferioare R_{ei}, se transformă în $R+r_1$, iar formulele pentru calculul caracteristicelor de frecvență și fază și a inductanței necesare înfășurării primare iau forma:

$$M_i=\sqrt{1+\left(\frac{R+r_1}{\omega L_1}\right)^2} \tag{IV.1}$$

$$\operatorname{tg}\varphi_i=\frac{R+r_1}{\omega L_1} \tag{IV.2}$$

$$L_1 \geqslant \frac{R+r_1}{\omega_i\sqrt{M_i^2-1}} \tag{IV.3}$$

§ IV. 3. Caracteristicele de frecvență și de fază în banda frecvențelor superioare și determinarea inductanței de scăpări necesare

Schema echivalentă pentru frecvențele de lucru superioare ale transformatorului cu sarcină capacitivă (figura IV.2) se poate obține din schema echivalentă completă, reprezentată în fig. IV. 1.

Dacă f. e. m. U a generatorului rămâne constantă și variază

frecvenţa, tensiunea de ieşire raportată la înfăşurarea primară, pentru schema IV.2., se va determina prin expresia:

$$U'_{2s}=U\frac{Z_2}{Z_1+Z_2}=U\frac{1}{1+\frac{Z_1}{Z_2}}, \qquad \text{(IV.4)}$$

în care:

$$Z_1=R+r_1+r'_2+j\omega L_s;\ \frac{1}{Z_2}=\frac{1}{R'_2}+j\omega C' \qquad \text{(IV.5)}$$

Substituind relaţiile (IV.5) în relaţia (IV.4) se va obţine:

$$U'_{2s}=\frac{U}{1+\frac{R+r_1+r'_2}{R'_2}-\omega^2 L_s C'+j\left(\frac{\omega L_s}{R'_2}+\omega C'(R+r_1+r'_2)\right)} \qquad \text{(IV.6)}$$

Tensiunea de ieşire raportată, în banda frecvenţelor medii, va fi aceiaşi ca pentru transformatorul cu sarcină rezistivă, deoarece schemele echivalente pentru frecvenţele medii sunt identice. Deaceea, pe baza schemei din fig. II.6 se poate deduce:

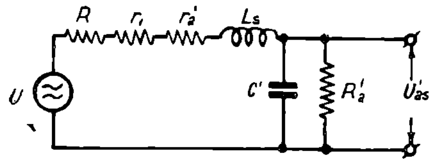


Fig. IV.2. Schema echivalentă a transformatorului cu sarcină capacitivă, pentru frecvenţele superioare.

$$U'_{20}=U\frac{R'_2}{R+r_1+r'_2+R'_2}. \qquad \text{(IV.7)}$$

Impărţind relaţia (IV.7) prin relaţia (IV.6) se obţine o expresie complexă, care determină distorsiunile de frecvenţă ale schemei:

$$M_s=\frac{U'_{20}}{U_{2s}}=\frac{R'_2}{R+r_1+r'_2+R'_2}\left\{1+\frac{R+r_1+r'_2}{R'_2}-\omega^2 L_s C'+j\left(\frac{\omega L_s}{R'_2}+\right.\right.$$

$$\left.\left.+\omega C'(R+r_1+r'_2)\right)\right\} \qquad \text{(IV.8)}$$

Pentru simplificarea analizei expresiei obţinute, se notează:

$$R_s=R+r_1+r'_2; \qquad \text{(IV.9)}$$

$$\alpha_s=\frac{R'_2}{R_s}=\frac{R'_2}{R+r_1+r'_2}; \qquad \text{(IV.10)}$$

$$A_s=\frac{\alpha_s}{1+\alpha_s}; \qquad \text{(IV.11)}$$

$$\rho = \sqrt{\frac{L_s}{C'}};$$ (IV.12)

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_s C'}};$$ (IV.13)

$$\omega_2' = \frac{\omega_2}{\sqrt{A_s}} = \frac{1}{\sqrt{A_s L_s C'}}$$ (IV.14)

$$p_s = \frac{\omega}{\omega_2'} = \omega \sqrt{A_s L_s C'};$$ (IV.15)

$$d_s = \sqrt{A_s}\left(\frac{1}{R_2'}\sqrt{\frac{L_s}{C'}} + R_s\sqrt{\frac{C'}{L_s}}\right) = \sqrt{A_s}\left(\frac{\rho_s}{R_2'} + \frac{R_s}{\rho_s}\right) =$$
$$= \sqrt{A_s}\left(\frac{\rho_s}{\alpha_s R_s} + \frac{R_s}{\rho_s}\right)$$ (IV.16)

Introducând aceste notații în formula (IV.8) aceasta se obține sub o formă mai simplă și mai practică pentru analiză:

$$M_s = 1 - p_s^2 - j p_s d_s$$ (IV.17)

Modulul factorului distorsiunilor de frecvență în banda frecvențelor superioare, pentru transformatorul cu sarcină capacitivă, va fi:

$$M_s = \sqrt{(1 - p_s^2)^2 + p_s^2 d_s^2}$$ (IV.18)

Din expresia (IV.18) se pot trage următoarele concluzii:

1. Deoarece valoarea lui p_s este direct proporțională cu frecvența, formula obținută este indicată pentru construirea caracteristicei de frecvență în banda frecvențelor de lucru superioare, pentru transformatorul cu sarcină capacitivă.

2. Mersul crracteristicei de frecvență, în banda frecvențelor superioare, depinde numai de valoarea coeficientului d_s, care definește decrementul circuitului la frecvențele superioare. După cum se arată mai departe, caracteristica poate fi crescătoare sau creșterea poate să lipsească la frecvențele superioare.

Să determinăm poziția vârfului caracteristicei de frecvență, provocat de rezonanța circuitului-serie format de inductanța de scăpări a transformatorului L_s și de capacitatea C' (raportată la înfășurarea primară). Pentru aceasta vom determina valoarea p_s, la care factorul distorsiunilor de frecvență este minim, iar factorul de amplificare atinge valoarea maximă. Valoarea căutată

$p_{s\,max}$ se va determina diferențiind expresia de sub radical a formulei (IV.18) în raport cu p_s și egalând derivata cu zero:

$$\frac{d\left[(1-p_s^2)^2+p_s^2 d_s^2\right]}{dp_s}=4p_s^3-4p_s+2p_s d_s^2=0;$$

$$p_{s\,max}=\frac{\omega_{s\,max}}{\omega'_2}=\sqrt{1-\frac{d_s^2}{2}} \qquad \text{(IV.19)}$$

Din IV.19 rezultă că frecvența amplificării maxime $\omega_{s\,max}$ nu coincide nici cu frecvența ω'_2 nici cu ω_2, ci este totdeauna mai mică decât ele. Aceasta se explică prin influența rezistențelor din circuit.

Factorul distorsiunilor de frecvență, la frecvența de amplificare maximă, poate fi calculat prin substituirea în IV.18 a valorii $p_{s\,max}$ din expresia (IV.19):

$$M_{s\,min}=\sqrt{d_s^2-\frac{d_s^4}{4}} \qquad \text{(IV.20)}$$

După cum se vede, creșterea caracteristicei depinde numai de coeficientul d_s^2, care fiind ales în mod corespunzător se poate obține creșterea necesară a caracteristicei de frecvență la frecventele superioare. Această creștere compensează deseori descreșterea caracteristicei de frecvență, care se produce în alte elemente din circuitul de transmisie.

Egalând în formula (IV.20) pe $M_{s\,min}$ cu 1, se deduce că valoarea critică d_s^2, la care dispare vârful caracteristicei de frecvență, este egală cu 2:

$$\sqrt{d_s^2-\frac{d_s^4}{4}}=1;\ d_{s\,crit}^2=2. \qquad \text{(IV.21)}$$

Deoarece pentru $d_s^2=0$, valoarea factorului distorsiunilor de frecvență este egală cu zero (ceeace corespunde cu ascendența infinită a caracteristicei de frecventă), o caracteristică cu o creștere oarecare poate fi obținută dacă valorile d_s^2 sunt cuprinse între 0 și 2. Familia caracteristicelor de frecvență, pentru diferite valori ale lui d_s^2, este indicată în fig. IV.3. Aici, pe ordonată este trecut factorul de amplificare, iar pe abscisă coeficientul auxiliar p_s proporțional cu frecvența și care poate fi dedus din formula (IV.15). Această familie de caracteristice este generală pentru transformatorii cu și fără shunt în înfășurarea secundară și se determină după expresia (IV.18).

In practică se folosesc şi caracteristicele cu ascendenţă şi cele fără. Limita superioară a benzii frecvenţelor de lucru

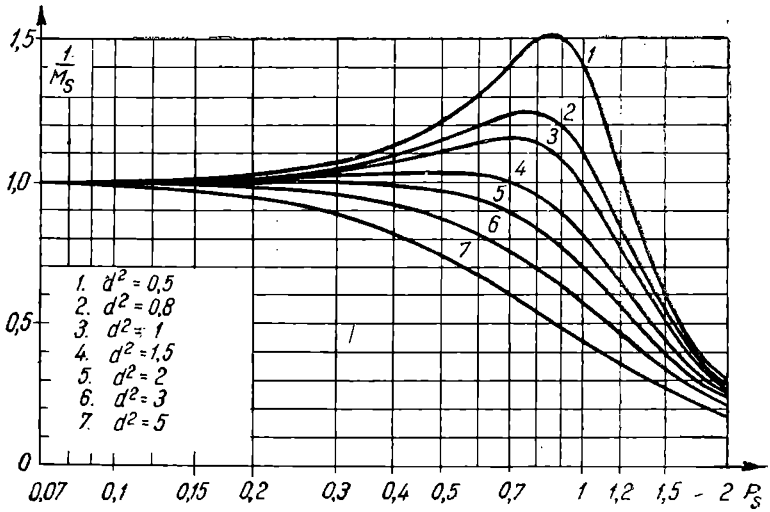


Fig. IV.3. Caracteristicile de frecvenţă generale pentru transformatori cu sarcină capacitivă, în banda frecvenţelor superioare

depinde de felul caracteristicei de frecvenţă. Pentru caracteristica crescătoare, care se foloseşte pentru compensarea căderii caracteristicei produse de alte elemente ale instalaţiei, trebue să se considere ca frecvenţă de regim maximă ω_s, frecvenţa amplificării maxime $\omega_{s\,max}$ (fig. IV.4,1) deoarece caracteristica de frecvenţă generală a schemei cu corecţie, scade repede mai sus de această frecvenţă. In cazul caracteristicei de frecvenţă fără creştere, trebue să se considere ca frecvenţă de regim superioară, frecvenţa la care distorsiunile de frecvenţă ating o valoare anumită (fig. IV.4,2).

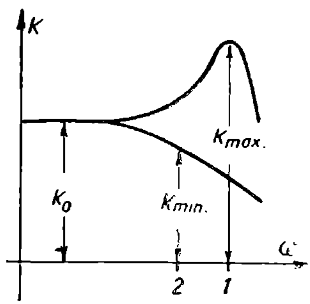


Fig. IV.4. Frecvenţele de lucru superioare pentru caracteristicele cu şi fără ascendenţă:
1) Pentru caracteristica cu ascendenţă.
2) Pentru caracteristica fără ascendenţă.

Rezolvând expresia IV.20 în raport cu d_s^2, este uşor de obţinut formula care permite să se găsească valoarea decrementului, la care caracteristica are o creştere anumită:

$$d_s^2 = 2 - 2\sqrt{1 - M_s^2} \qquad \text{(IV.22)}$$

Valoarea necesară a lui d_s poate fi găsită deasemenea după diagrama din fig. IV.5, construită conform ecuației (IV.22).

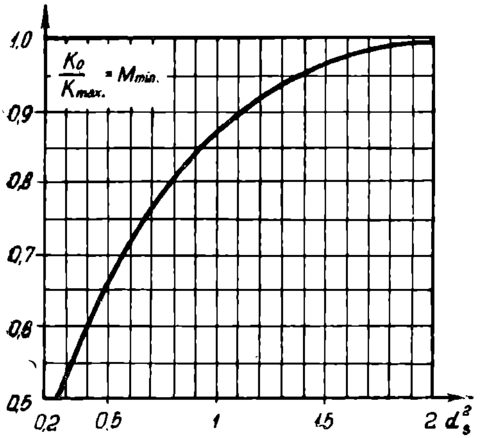


Fig. IV.5. Ascendența maximă a caracteristicei (valoarea minimă a factorului distorsiunilor de frecvență) în funcție de coeficientul de atenuare (decrement).

La transformatorul cu shunt în înfășurarea secundară, coeficientul de atenuare depinde de valoarea rezistenței shuntului, (crește cu micșorarea valorii rezistenței). Ca să se poată obține la transformatorul shuntat valoarea d_s^2 condiționată de caracteristica de frecvență, este necesar ca factorul α_s, proporțional cu rezistența shuntului raportată la înfășurarea primară, să nu fie mai mic decât o anumită valoare. Pentru deducerea acestei valori se diferențiază ecuația (IV.16) în raport cu $\frac{\rho_s}{R_s}$. Egalând derivata cu zero găsim că decrementul ei minim are loc pentru:

$$\frac{\rho_s}{R_s} = \sqrt{\alpha_s}\,. \qquad \text{(IV.23)}$$

Decrementul minim poate fi calculat prin substituirea valorii găsite în ecuația (IV.16):

$$d_{s\,\min} = \sqrt{\frac{4}{1+\alpha_s}}\,. \qquad \text{(IV.24)}$$

La alte valori ale raportului $\frac{\rho_s}{R_s}$, decrementul va depăși această valoare; deci pentru orice valori ale acestui raport se satisface relația:

$$d_s \geq \sqrt{\frac{4}{1+\alpha_s}}\,. \qquad \text{(IV.25)}$$

Rezolvând această inegalitate în raport cu α_s obținem:

$$\alpha_s \geqslant \frac{4}{d_s^2} - 1. \tag{IV.26}$$

După această formulă se poate calcula valoarea minimă a coeficientului de sarcină la frecvențele superioare α_s, care se poate adopta în cazul valorii respective pentru d_s^2, adică la caracteristica de frecvență respectivă. Dacă pentru α_s se ia valoarea minimă care satisface ecuația (IV.26), valoarea rezultantă a decrementului va fi valabilă numai pentru valoarea raportului $\frac{\rho_s}{R_s}$ determinată de expresia (IV.23). Dacă α_s are valori mai mari, obținerea caracteristicei de frecvență propuse este posibilă în cazul a două valori ale raportului indicat și prin urmare în cazul a două valori ale inductanței de scăpări a transformatorului. Familia de curbe d_s^2, în funcție de raportul $\frac{\rho_s}{R_s}$, pentru diferite valori ale lui α_s, este reprezentată în fig. IV.6.

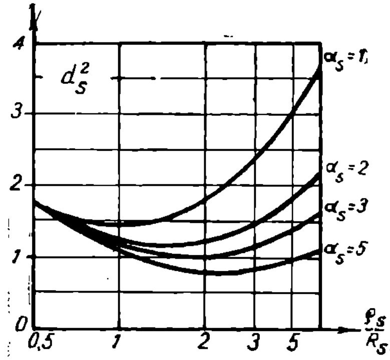


Fig. IV.6. Curbele atenuării circuitului, în funcție de raportul $\frac{\rho_s}{R_s}$, pentru diferite valori ale lui α_s.

Exemplu. Se consideră că la frecvența de lucru superioară trebue să se obțină o creștere a caracteristicei cu *3db*. In acest caz M_s va fi :

$$M_s = 10^{-\frac{M_s \text{db}}{20}} = 10^{-\frac{3}{20}} = 0,707$$

Pentru obținerea acestei valori a lui M_s, d_s^2 trebue să fie:

$$d_s^2 = 2 - 2\sqrt{1 - M_s^2} = 2 - 2\sqrt{1 - 0,707^2} = 0,586$$

Aceiași valoare pentru d_s^2 poate fi găsită după diagrama din fig. IV. 5 pentru $M_s = 0,707$.

Valoarea minimă α_s, pentru care este posibilă creșterea propusă a caracteristicei, va fi :

$$\alpha_s = \frac{4}{d_s^2} - 1 = \frac{4}{0,586} - 1 = 5,82$$

Dacă se ia exact această valoare pentru α_s, caracteristica de frecvență propusă poate fi obținută numai pentru o singură valoare a raportului $\frac{\rho_s}{R_s}$:

$$\frac{\rho_s}{R_s} = \sqrt{\alpha_s} = \sqrt{5{,}82} = 2{,}42$$

Dacă se ia pentru α_s o valoare mai mare, de exemplu 7 sau 10, caracteristica de frecvență propusă poate fi obținută în cazul a două valori ale acestui raport, care satisfac ecuația (IV. 16).

Concluziile obținute pot fi folosite pentru determinarea inductanței de scăpări a transformatorului, pentru care se obține caracteristica de frecvență propusă. Să se rezolve expresia (IV.16), în raport cu impedanța caracteristică;

$$\rho_s = \frac{\alpha_s d_s R_s}{2\sqrt{A_s}}\left(1 \pm \sqrt{1 - \frac{4}{d_s^2(1+\alpha_s)}}\right) \tag{IV.27}$$

Calculând din (IV.27) impedanța caracteristică, necesară pentru obținerea caracteristicei de frecvență propuse, inductanța de scăpări poate fi determinată cu ușurință. Pentru aceasta determinăm din expresia (IV.19) pe $\omega_{s\,max}$:

$$\omega_{s\,max} = \omega'_2 \sqrt{1 - \frac{d_s^2}{2}} = \frac{\sqrt{1 - \frac{d_s^2}{2}}}{\sqrt{A_s L_s C'}} \tag{IV.28}$$

Impărțind membru cu membru expresia (IV.28) prin (IV.12) și explicitând în raport cu L_s, obținem:

$$L_s = \frac{\rho_s \sqrt{1 - \frac{d_s^2}{2}}}{\omega_{s\,max}\sqrt{A_s}}. \tag{IV.29}$$

In cazul caracteristicei de frecvență crescătoare ($d_s^2 < 2$), frecvența de lucru superioară ω_s este egală cu $\omega_{s\,max}$ iar formula definitivă pentru determinarea inductanței de scăpări a transformatorului cu shunt în înfășurarea secundară, va fi:

$$L_s = \frac{\rho_s \sqrt{1 - \frac{d_s^2}{2}}}{\omega_s \sqrt{A_s}} = \frac{\rho_s \sqrt{1 - \frac{d_s^2}{2}}}{\omega_s \sqrt{\frac{\alpha_s}{1+\alpha_s}}} \tag{IV.30}$$

Deoarece expresia (IV.27) are în fața radicalului semnele $\pm$, înseamnă că dacă valoarea de sub radical nu este egală cu zero, vor rezulta două valori posibile pentru ρ_s, ceeace corespunde la două valori ale inductanței de scăpări. In mod normal în formula (IV.27), în fața radicalului se ia semnul minus deoarece astfel rezultă o inductanță de scăpări mai mică și un coeficient de transfer al tensiunii mai mare. Semnul plus trebue să se ia doar în cazurile când inductanța de scăpări obținută în cazul semnului minus este prea mică și deci nu se poate realiza, din punct de vedere constructiv.

Pentru transformatorul fără shunt în înfășurarea secundară

$$R'_2 = \infty\,;\; A_s = 1 \tag{IV.31}$$

Substituind aceste valori în (IV.16) se obține:

$$d_s = \frac{R_s}{\rho_s} \tag{IV.32}$$

De aici:

$$\rho_s = \frac{R_s}{d_s} \tag{IV.33}$$

Substituind în expresia (IV.30) valorile lui A_s și ρ_s din expresiile (IV.31) și (IV.33) deducem inductanța de scăpări necesară pentru transformatorul fără shunt în înfășurarea secundară:

$$L_s = \frac{R_s}{\omega_s}\sqrt{\frac{1}{d_s^2} - 0,5} \tag{IV.34}$$

In lipsa shuntului, există doar o singură valoare a inductanței de scăpări ce corespunde caracteristicei de frecvență propusă. Această valoare, determinată de expresia (IV.34), este totdeauna mai mică decât ambele valori ale inductanței de scăpări a transformatorului cu shunt, obținute din expresia (IV.30),

Deaceea, shuntarea înfășurării secundare, în afară de mărirea stabilității etajului, simplifică deseori și ieftenește construcția transformatorului, deoarece obținerea valorilor foarte mici ale factorului de dispersiune, este legată de complicarea construcției și mărirea costului transformatorului.

In cazul când caracteristica de frecvență a transformatorului nu trebue să aibă pantă pozitivă în banda frecvențelor de lucru superioare, determinarea inductanței de scăpări necesară se face pe altă cale. Caracteristica de frecvență fără creștere, se obține la orice valoare a coeficientului d_s^2, mai mare decât 2 (fig. IV.3).

Totuşi, din punct de vedere al coeficientului de transfer, sau al limitei superioare a benzii de frecvenţă folosite valoarea d_s^2 nu este indiferentă. In fig. IV.7 este reprezentată familia caracteristicelor de frecvenţă ale transformatorului cu sarcină capacitivă, la frecvenţe superioare, pentru diferite valori d_s^2 şi pentru un raport de transformare constant. Pe abscisă este trecută pulsaţia în locul coeficientului auxiliar p_s. Din aceste caracteristice rezultă că pentru valori $d_s^2 > 2$, fecvenţa superioară folosită este redusă. La frecvenţele medii, coeficientul de transfer determinat de raportul de transformare, este identic pentru toate caracteristicile indicate în figură.

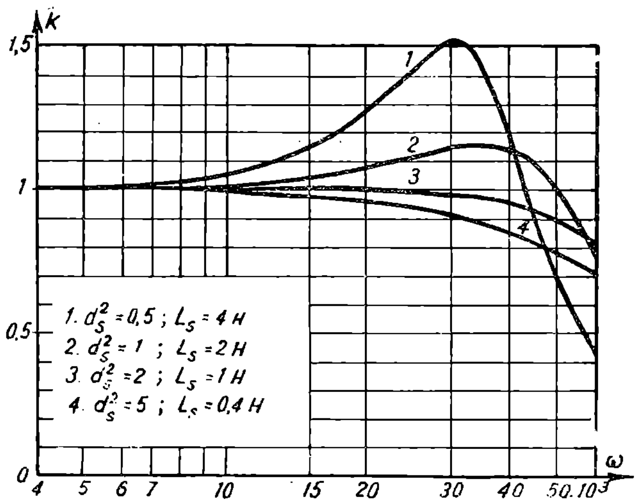


Fig. IV.7. Familia caracteristicelor de frecvenţă ale transformatorului cu sarcină capacitivă în banda frecvenţelor superioare, pentru un raport de transformare constant şi pentru diferite valori ale decrementului, obţinute prin variaţia inductanţei de scăpări.

Deaceea, dacă se urmăreşte o caracteristică de frecvenţă fără creştere la frecvenţele superioare, trebuie să se ia $d_s^2 = 2$, fiindcă prin aceasta se obţine cea mai largă bandă de trecere la amplificarea respectivă, sau amplificarea maximă posibilă la frecvenţa de lucru superioară propusă.

Substituind în (IV.18) valoarea $d_s^2 = 2$ şi rezolvând în raport cu p_s obţinem:

$$p_s = \frac{\omega}{\omega_2'} = \sqrt[4]{M_s^2 - 1}. \tag{IV.35}$$

Inlocuind în expresia (IV.35) ω'_2 prin valoarea sa din expresia (IV.14) şi înmulţind ambele părţi ale egalităţii prin ρ_s rezultă:

$$\rho_s \omega \sqrt{A_s L_s C'} = \rho_s \sqrt[4]{M_s^2 - 1}. \qquad \text{(IV.36)}$$

Substituind valoarea ρ_s din (IV.12) şi determinând de aici pe L_s, obţinem formula de calcul pentru determinarea inductanţei de scăpări a transformatorului shuntat cu sarcină capacitivă, în cazul când caracteristica de frecvenţă nu trebue să fie crescătoare la frecvenţele superioare:

$$L_s = \frac{\rho_s \sqrt[4]{M_s^2 - 1}}{\omega_s \sqrt{A_s}} \qquad \text{(IV.37)}$$

Aici ω_s este pulsaţia de lucru superioară, la care distorsiunile de frecvenţă ating valoarea M_s propusă, mai mare decât unitatea. Valoarea lui ρ_s se determină în acest caz prin expresia care se obţine din relaţia (IV.27), punând $d_s^2 = 2$

$$\rho_s = \frac{\alpha_s R_s}{\sqrt{2A_s}} \left(1 \pm \sqrt{1 - \frac{2}{1 + \alpha_s}} \right) \qquad \text{(IV.38)}$$

Formula de calcul pentru transformatorul fără shunt se obţine substituind în (IV.37) valorile A_s şi ρ_s, conform cu (IV.31) şi (IV.33):

$$L_s = \frac{R_s}{\omega_s d_s} \sqrt[4]{M_s^2 - 1} = \frac{R_s}{\omega_s \sqrt{2}} \sqrt[4]{M_s^2 - 1}. \qquad \text{(IV.39)}$$

Pentru simplificarea construcţiei transformatorului şi pentru ieftinirea lui, uneori nu este indicat ca la calculul constructiv să se ajusteze inductanţa de scăpări, după mărimea obţinută din calculul electric. Mult mai simplu este să se adopte pentru transformator valoarea inductanţei de scăpări care se obţine la aşezarea obişnuită a înfăşurărilor în straturi.

Pentru obţinerea caracteristicei de frecvenţă propuse, cu valoarea inductanţei de scăpări care se obţine prin construcţia simplă a transformatorului, trebuie să se ia o valoare determinată pentru α_s. Valoarea necesară pentru α_s se poate găsi prin rezolvarea expresiei (IV.30) în raport cu α_s, şi prin substituirea valorii ρ_s din (IV.27), de unde:

$$\alpha_s = \frac{\left(\frac{\omega_s L_s}{R_s}\right)^2}{\frac{d_s^2}{2} + \frac{\omega_s L_s}{R_s}\sqrt{d_s^2 - \frac{d^4}{2} - 1}} - 1. \qquad (IV.40)$$

Pentru transformatorul cu caracteristică de frecvență fără ascendență ($a_s^2 = 2$), formula pentru determinarea lui α_s poate fi obținută, prin aceiași metodă, din expresia (IV.37). Ea are forma :

$$\alpha_s = \frac{\left(\frac{\omega_s L_s}{R_s}\right)^2}{\sqrt[4]{M_s^2 - 1}\left(\sqrt{2}\,\frac{\omega_s L_s}{R_s} - \sqrt[4]{M_s^2 - 1}\right)} \qquad (IV.41)$$

In formulele (IV.40) și (IV.41) se substitue valoarea inductanței de scăpări, care se obține în cazul celei mai simple și mai ieftine construcții a înfășurărilor transformatorului. Ca să se determine cu aproximație această valoare, inițial trebue să se găsească aproximativ valoarea inductanței înfășurării primare L_1, din expresia (IV.3), neglijând influența shuntului, a cărui valoare este încă necunoscută. Inductanța de scăpări pentru construcția simplă a înfășurărilor, când se folosesc pentru miez oțeluri obișnuite de transformator, poate fi considerată egală cu 0,01 din inductanța înfășurării primare. Desigur că un astfel de calcul aproximativ trebue să fie precizat apoi în cursul calculului constructiv al transformatorului.

Aspectul general al caracteristicei de frecvență a transformatorului cu sarcină capacitivă este cel al umbrelor din fig. IV.8.

Pentru determinarea caracteristicei de fază în domeniul frecvențelor superioare să se calculeze diferența de fază dintre tensiunea U'_{2s} și f.e.m. a generatorului U, luând valoarea U'_{2s} din expresia (IV.6):

$$\frac{U'_{2s}}{U} = \frac{1}{1 + \frac{R + r_1 + r'_2}{R'_2} - \omega^2 L_s C' + j\left[\frac{\omega L_s}{R'_2} + \omega C'(R + r_1 + r'_2)\right]} \qquad (IV.42)$$

Făcând numitorul real și luând raportul părții imaginare față de cea reală se va obține:

$$\operatorname{tg}\varphi_s = -\frac{\frac{\omega L_s}{R'_2} + \omega C'\left(R + r_1 + r'_2\right)}{1 + \frac{R + r_1 + r'_2}{R'_2} - \omega^2 L_s C'} \qquad (IV.43)$$

Folosind pentru simplificarea calculului notațiile din relațiile (IV.9)—(IV.16), formula devine:

$$tg\varphi_s = -\frac{p_s d_s}{1 - p_s^2} \quad (IV.44)$$

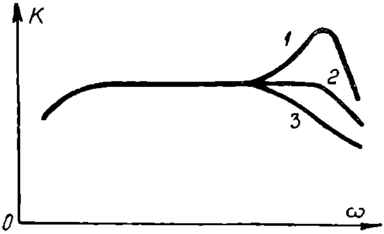


Fig. IV.8. Aspectul caracteristicei de frecvență a transformatorului cu sarcină capacitivă: 1) $d_s^2 < 2$; 2) $d_s^2 = 2$; 3) $d_s^2 > 2$.

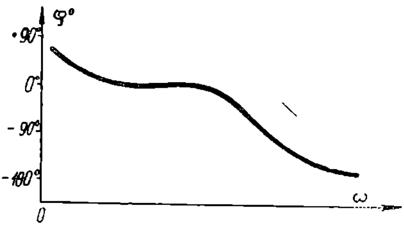


Fig. IV.9. Caracteristica de fază a transformatorului cu sarcină capacitivă.

Expresia obținută dovedește că în zona frecvențelor superioare tensiunea de ieșire este în urma tensiunii generatorului, adică decalajele de fază sunt negative. Pentru valori mici ale lui p_s (frecvențe medii), unghiul de defazaj este aproape de 0. La $p_s = 1$ el atinge — 90^0, iar când frecvența crește, tinde spre valoarea — 180^0 dela frecvențele foarte înalte. Aspectul general al caracteristicei de fază a etajului cu transformatori cu sarcină capacitivă este cel al curbelor din fig. IV,9.

Comparând caracteristicele de fază ale transformatarului cu sarcină rezistivă și cu sarcină capacitivă rezultă că la frecvențele superioare, transformatorul cu sarcină capacitivă produce un decalaj mai mare, și că această diferență tinde spre 90^0 la frecvențe foarte ridicate.

La transformatorii de joasă frecvență, folosiți în aparatajul electroacustic, se pot admite, din punctul de vedere al calității reproducerii, defazaje destul de mari, deoarece urechea omenească sezisează greu diferențe de fază a componentelor oscilației. Deaceea, în aparatajul electroacustic obișnuit este pe deplin admisă folosirea transformatorilor, atât cu sarcină rezistivă, cât și cu sarcină capacitivă.

Este necesar să se noteze că la frecvențe foarte ridicate, care ies cu mult în afara limitelor benzii frecvențelor de lucru, defazajele produse de transformatori, chiar și de cei cu sarcină rezistivă, pot atinge câteva sute de grade. Aceasta se explică prin rezonanțele parțiale ale înfășurărilor transformatorului, cauzate de capacitățile dintre secții și dintre înfășurări, inductanța și capacitatea montajului și chiar a tubului etajului. Transformatorul cu sarcină capacitivă produce defazaje și mai mari.

Deaceea, folosirea transformatorilor, fie chiar cu sarcină rezistivă, este foarte dificilă în cazurile când amplificatorii proiectați sunt prevăzuți cu reacție negativă, folosită la amplificatorii actuali pentru îmbunătățirea proprie-

-tăților electrice. Stabilitatea funcționării amplificatorului cu reacția negativă cere ca defazajele din circuitul cu reacție să fie reduse. Această condiție impune eliminarea transformatorilor în circuitele cu reacție negativă pronunțată, și ne obligă în aceste cazuri să folosim etajele cuplate prin rezistență.

In cazurile când folosirea transformatorilor este totuşi necesară în circuitele cu reacție negativă, se adoptă transformatori cu o sarcină pur rezistivă, căutând pe cât posibil să se micşoreze componenta lor capacitivă. Transformatorii cu sarcină capacitivă nu sunt folosiți deloc în etajele cu reacție negativă, pentru motivele expuse mai sus.

Formulele pentru determinarea defazajelor produse de transformatori în banda frecvențelor de lucru superioare, care au fost deduse în paragraful II. 4. şi în prezentul paragraf, pot fi aplicate pentru calculul caracteristicei de fază doar în banda frecvențelor de lucru şi la frecvențe care nu depăşesc mult frecvența de lucru superioară. In cazul când este necesar a cunoaşte caracteristica de fază a etajului cu transformatori, până la frecvențe de ordinul a 100 kHz şi mai sus, ea trebue să fie determinată prin măsurările făcute asupra prototipului aparatului, în loc de a fi calculată.

§ IV. 4. Determinarea raportului de transformare

Pentru transformatorul cu sarcină capacitivă, capacitatea totală care încarcă înfăşurarea secundară este propusă în prealabil. Această capacitate, după cum s'a indicat în paragraful II. 1, este egală cu suma capacității transformatorului, a capacității sarcinii şi a capacității montajului. Rezistența sursei, dela care trebue să se alimenteze transformatorul, este deasemenea propusă în prealabil. Deaceea raportul de transformare de care depinde valoarea capacității C', determină decrementul circuitului şi prin urmare şi aspectul caracteristicei de frecvență.

Pentru determinarea raportului de transformare, la care caracteristica de frecvență va avea o pantă anumită la frecvențele superioare, se înlocueşte în relația (IV.28) capacitatea raportată prin valoarea ei:

$$\omega_{s\max}=\frac{\sqrt{1-\frac{d_s^2}{2}}}{\sqrt{A_sL_sC'}}=\frac{\sqrt{1-\frac{d_s^2}{2}}}{n\sqrt{A_sL_sC}}. \tag{IV.45}$$

De aici se calculează raportul de transformare pentru transformatori cu shunt în înfăşurarea secundară şi cu o anumită pantă la frecvențele superioare

$$n=\frac{w_2}{w_1}=\frac{\sqrt{1-\frac{d_s^2}{2}}}{\omega_s\sqrt{A_sL_sC}}, \tag{IV.46}$$

deoarece în cazul caracteristicei cu pantă pozitivă, frecvența de lucru superioară este egală cu frecvența amplificării maxime.

In cazul caracteristicei de frecvenţă fără pantă ($d_s^2 = 2$), raportul de transformare al transormatorului cu shunt se va determina din expresia (IV.15), substituind în ea valoarea v_s din relaţia (IV.35) şi înlocuind ω prin pulsaţia de lucru superioară ω_s:

$$n = \frac{W_2}{W_1} = \frac{\sqrt[4]{M_s^2 - 1}}{\omega_s \sqrt{A_s L_s C}} \qquad \text{(IV.47)}$$

Din expresiile (IV.46) şi (IV.47) rezultă că mărirea inductanţei de scăpări provoacă micşorarea raportului de transformare şi prin urmare şi a amplificării etajului. Deaceea, după cum s'a indicat în paragraful precedent, între cele două valori posibile ale inductanţei de scăpări trebue să se aleagă valoarea mai mică, dacă această valoare este admisibilă din punct de vedere constructiv.

Legătura dintre inductanţa de scăpări, raportul de transformare şi α_s, la anumite caracteristice de frecvenţă (adică la o valoare determinată pentru d_s^2) rezultă din fig. IV.10. Aici sunt trecute pe abscisă la scara lineară valorile inductanţei de scăpări, obţinute prin calcul, pentru diferite valori ale lui α_s: pentru valoarea ce corespunde valorii critice a lui d_s^2, pentru o valoare mai mare decât cea critică şi pentru $\alpha_s = \infty$ (în acest caz shuntul lipseşte). Pe ordonată, sunt deasemenea notate prin puncte, la scară lineară, valorile coeficientului de transfer al tensiunii, proporţionale cu produsul nA_s, calculate pentru valorile inductanţei de scăpări obţinute mai sus.

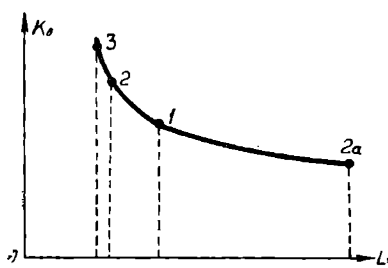


Fig. IV.10. Legătura între α_s, L_S şi factorul de amplificare al transformatorului cu sarcină capacitivă: 1) valoarea critică α_s; 2—2 a) α_s mai mare decât valoarea critică; 3) $\alpha_s = \infty$ (shuntul lipseşte).

Din această figură se vede clar că inductanţa de scăpări trebue să fie minimă, dacă în înfăşurarea secundară a transformatorului lipseşte shuntul ($\alpha_s = \infty$) factorul de transfer şi factorul de amplificare ai etajului sunt în acest timp maximi. La valorile lui α_s mai mici decât infinitul, dar mai mari decât cea critică, fiecărei valori α_s îi corespund două valori L_s. Totodată dacă L_s este mai mic, factorul de transfer sau factorul de amplificare sunt mai mari. La valoarea cri-

tică pentru α_s, precum şi în lipsa shuntului, caracteristica de frecvenţă propusă poate fi obţinută numai pentru o singură valoare L_s.

Pentru transformatorul fără shunt în înfăşurarea secundară, raportul de transformare poate fi calculat după formulele (VI.46) şi (IV.47) presupunând $A_s = 1$. In acest scop se mai poate folosi, expresia (IV.32), din a cărei transformare se obţine:

$$d_s = \frac{R_s}{\rho_s} = R_s \sqrt{\frac{C'}{L_s}} = R_s n \sqrt{\frac{C}{L_s}} \qquad \text{(IV.48)}$$

De aici se poate determina raportul de transformare al transformatorului fără shunt, necesar pentru obţinerea caracteristicei de frecvenţă propuse:

$$n = \frac{W_2}{W_1} = \sqrt{\frac{d_s^2 L_s}{R_s^2 C}} \qquad \text{(IV.49)}$$

Formula (IV.49) poate fi folosită pentru transformatorul neshuntat, cu caracteristica de frecvenţă de orice formă.

§ IV. 5. Factorul de amplificare

Din schema echivalentă a transformatorului cu sarcină rezistivă pentru frecvenţele medii (fig. II. 6), aplicabilă şi la transformatorul cu sarcină capacitivă, se determină uşor factorul de transfer al tensiunii, la frecvenţele medii:

$$k_o = \frac{U_{20}}{U} = n \frac{U'_{20}}{U}. \qquad \text{(IV.50)}$$

Din aceiaşi schemă rezultă că:

$$U'_{20} = U \frac{R'_2}{R + r_1 + r'_2 + R'_2}. \qquad \text{(IV.51)}$$

Substituind în relaţia (IV.50) valoarea obţinută U'_{20} şi aplicând notaţiile (IV.9) — (IV.11) se obţine formula de calcul pentru determinarea factorului de transfer al tensiunii, pentru transformatorul cu sarcină capacitivă şi shunt în înfăşurarea secundară:

$$k_o = n \frac{\alpha_s}{1 + \alpha_s} = n A_s. \qquad \text{(IV.52)}$$

Dacă sursa de tensiune a transformatorului este un tub electronic, forța ei electromotoare se poate considera egală cu μU_g și factorul de amplificare al etajului cu transformatori shuntați în secundar se va determina din expresia:

$$K_o = \frac{U_{20}}{U_s} = \mu\, n\, A_s. \qquad \text{(IV.53)}$$

Dacă shuntul lipsește în înfășurarea secundară, A_s devine egal cu unitatea și factorul de transfer al transformatorului se calculează după formula:

$$k_o = n. \qquad \text{(IV.54)}$$

Factorul de amplificare al etajului, din aceleași considerente va fi:

$$K_o = \mu\, n. \qquad \text{(IV.55)}$$

§ IV. 6. Determinarea rezistenței înfășurărilor.

Valoarea randamentului transformatorului pe baza căreia s'a determinat rezistența înfășurărilor transformatorului cu sarcină rezistivă, nu poate fi folosită în acest scop pentru transformatorul cu sarcină capacitivă, deoarece sarcina acestuia nu are componentă rezistivă (dacă in înfășurarea secundară lipsește shuntul). Deaceea, în cazul de față rezistența înfășurărilor trebue determinată după alte considerente.

Din analiza expresei (IV.54) rezultă că rezistența înfășurărilor influențează asupra factorului de transfer al transformatorului. Pentru a dovedi aceasta, să substituim în expresia (IV.54) valoarea lui n din (IV.49):

$$k_o = \sqrt{\frac{d_s^2\, L_s}{R_s^2 C}}. \qquad \text{(IV.56)}$$

Notăm prin k_{ot} amplificarea teoretică, ce ar avea loc dacă rezistența înfășurărilor transformatorului ar fi egală cu zero. In acest caz R_s, după cum se vede cu ușurință din expresia (IV.9), va fi egală cu R, de unde obținem:

$$k_{ot} = \sqrt{\frac{d_s^2\, Ls}{R^2\, C}}. \qquad \text{(IV.57)}$$

Inductanța de scăpări L_s, necesară pentru obținerea caracteristicei de frecvență propuse, depinde deasemenea de impe-

danța circuitului. Substituind valoarea ei din expresia (IV.34) în formulele (IV. 56) și (IV, 57), rezultă:

$$k_o = \sqrt[4]{\frac{d_s^2 - \frac{d_s^4}{2}}{\omega_s^2 R_s^2 C^2}} . \tag{IV.58}$$

$$k_{ot} = \sqrt[4]{\frac{d_s^2 - \frac{d_s^4}{2}}{\omega_s^2 R^2 C^2}} . \tag{IV.59}$$

Deci, coeficientul de utilizare a amplificării ξ, egal cu raportul dintre prima expresie și cea de a doua, va fi:

$$\xi = \frac{k_o}{k_{ot}} = \sqrt{\frac{R}{R_s}} = \sqrt{\frac{R}{R + r_1 + r'_2}} . \tag{IV.60}$$

De aici scoatem pe $r_1 + r_2'$:

$$r_1 + r'_2 = R\left(\frac{1}{\xi^2} - 1\right) . \tag{IV.61}$$

Pentru obținerea factorului de amplificare maxim al etajului cu transformatori, suma rezistențelor $r_1 + r_2'$ trebue să fie minimă. In cazul funcționării în clasă A, în care lucrează toți transformatorii cu sarcină capacitivă, valoarea minimă a sumei rezistențelor înfășurărilor se obține când componentele sunt egale. Aceasta se poate dovedi cu ușurință prin metoda folosită la determinarea raportului optim al rezistențelor înfășurărilor transformatorului cu sarcină rezistivă (vezi § II.5).

Din cele expuse rezultă că pentru utilizarea optimă a cuprului necesar construcției transformatorului, rezistența înfășurării primare trebue să se ia egală cu rezistența raportată a înfășurării secundare. Deaceea, formulele de calcul după care se determină rezistența înfășurărilor transformatorului, iau forma:

$$r_1 + r'_2 = \frac{R}{2}\left(\frac{1}{\xi^2} - 1\right) ;$$

$$r_2 = r'_2 n^2 . \tag{IV.62}$$

Factorul de utilizare ξ în cazurile obișnuite trebue să se ia aproximativ 0,7 ÷ 0,8; prin aceasta rezistența înfășurării primare rezultă egală cu (0,2 ÷ 80,52) R. Când este necesar să se micșoreze cât mai mult greutatea și dimensiunile transformatorului,

factorul de utilizare se ia mai mic decât valoarea admisibilă. Când este necesară o amplificare mai mare, factorul de utilizare se mărește până la 0.9.

Când se face calculul constructiv al transformatorului, în funcție de rezistența înfășurării obținută din formula (IV. 62), se alege conductorul pentru care înfășurarea va avea rezistența propusă. Dar alegerea conductorului este complicată prin faptul că, după cum arată măsurătorile, rezistența înfășurării în curent alternativ este mai mare decât rezistența în curent continuu.

Creșterea rezistenței înfășurării în curent alternativ este datorită mai multor cauze, dintre care se citează următoarele: pierderile în dielectric (în izolația conductorului și carcasă), efectul pelicular, rezonanțele parțiale ale straturilor și secțiilor înfășurărilor transformatorului.

Creșterea rezistenței cu frecvența nu se poate calcula, deoarece depinde de un mare număr de cauze. La frecvențele acustice joase și medii până la 1÷2 kHz), ea este practic neglijabilă. La frecvențele acustice superioare (7÷10 kHz), rezistența înfășurărilor în curent alternativ este de 1,1÷1,8 ori mai mare decât rezistența în curent continuu; această creștere, în majoritatea cazurilor, poate fi deasemenea neglijată, deoarece rezistența înfășurărilor constitue doar o mică parte din rezistența totală a circuitului, care determină atenuarea sa.

La calculul transformatorilor cu limita superioară a frecvențelor de lucru de aproximativ câteva zeci sau sute de kHz, trebue să se cunoască valoarea creșterii rezistenței înfășurărilor în apropiere de limita superioară a benzii, deoarece aici rezistența poate să crească de mai multe ori. In acest caz, trebue să se verifice experimental creșterea rezistenței la frecvențele superioare, pe prototip. Măsurătorile pot fi executate simplu cu un Q-metru. Rezistența înfășurărilor poate fi determinată și prin calcul după valoarea vârfului caracteristicei, ridicând caracteristica de frecvență a prototipului transformatorului, prin încărcarea lui cu o capacitate corespunzătoare și alimentându-l dela o sursă cu rezistența internă apropiată de 3.

Transformatorii care debitează pe o sarcină capacitivă sunt aproape totdeauna ridicători de tensiune și au deseori raportul de transformare foarte mare. Deaceea, rezistența înfășurării secundare calculată după formula (IV. 62) rezultă uneori de aproximativ 10000÷50000 Ω (vezi exemplele de calcul din paragraful IX, din prezentul capitol). Când se face calculul constructiv al transformatorului, se constată că pentru obținerea unei astfel de rezistențe a înfășurării, este necesară o sârmă prea subțire, care sau nu are o suficientă rezistență mecanică, sau lipsește din standardul conductorilor. In aceste cazuri trebue să se mărească diametrul conductorului înfășurării respective, până la diametrul minim admisibil din punct de vedere al rezistenței mecanice (vezi § XV. 5) și să se micșoreze diametrul conductorului celeilalte înfășurări, sau să se introducă corecția de rezistență a înfășurării, în calculul electric, dacă aceasta este necesar.

§ IV. 7. Constanta de timp a transformatorului.

Pentru determinarea constantei de timp necesară în cazul transformatorului cu sarcină capacitivă, este suficient să se substitue în formula care determină constanta de timp, valorile L_1 și r_1 din expresiile (II.15) și (IV.62);

$$\tau_1 = \frac{L_1}{r_1} = \frac{R_{ei}}{k} \cdot \frac{2\xi^2}{\omega_i (1-\xi^2)\sqrt{M_i^2-1}} \qquad \text{(IV.63)}$$

După cum se vede din expresiile obținute, constanta de timp, deci și dimensiunile transformatorului nu depind de limita superioară a benzii de trecere, ci sunt determinate numai de frecvența de lucru inferioară și de distorsiunile de frecvență, la această frecvență. Transformatorii care debitează pe o sarcină capacitivă sunt deobicei de mică putere, cu o inducție maximă în miez ce nu atinge valori periculoase din punct de vedere a distorsiunilor neliniare. Deaceea, nu este necesar să se mărească constanta de timp a transformatorului și dimensiunile lui, pentru reducerea distorsiunilor neliniare.

§ IV. 8 Variația factorului de amplificare cu frecvența superioară de lucru și cu decrementul și influența shuntării transformatorului

Transformatori cu sarcină capacitivă sunt mai ales transformatorii de intrare și de cuplaj între etaje, a căror funcție principală este de a mări cât mai mult, într'o anumită bandă de frecvențe, tensiunea ce se aplică. Pentru a determina variația factorului de amplificare în funcție de datele transformatorului și ale tubului, să transformăm expresia (IV.55), dată pentru factorul de amplificare al unui etaj cu transformatori neshuntați:

$$K_0 = \mu n = \mu \sqrt{\frac{d_s^2 L_s}{R_s^2 C}} = \mu \sqrt{\frac{1}{\omega_s R_s C}} \sqrt[4]{d_s^2 - \frac{d_s^4}{2}} =$$

$$= \xi \sqrt{\frac{\mu S}{\omega_s C}} \sqrt[4]{d_s^2 - \frac{d_s^4}{2}} . \qquad \text{(IV.64)}$$

De aici rezultă că amplificarea etajului cu transformatori fără shunt este direct proporțională cu rădăcina pătrată a coeficientului de calitate (produsul μ S) al lămpii folosite și invers proporțională cu rădăcina pătrată a frecvenței superioare de lucru.

In cazul shuntării înfășurării primare a transformatorului prin rezistența R_1, tubul etajului poate fi înlocuit printr'un tub echivalent cu alți parametri, raportând tubul și rezistența R_1 la

generatorul echivalent. Parametrii tubului echivalent se determină prin expresiile:

$$R_{ie} = R_i \frac{R_1}{R_i + R_1}; \quad \mu_e = \mu \frac{R_1}{R_i + R_1} = \mu \frac{\alpha_1}{1 + \alpha_1}; \qquad (IV.65)$$

$$S_e = \frac{\mu_e}{R_e} = S.$$

Totodată, după cum se vede cu uşurinţă din expresia (IV.64), factorul de amplificare al etajului se micşorează, în comparaţie cu transformatorul neshuntat, (se înmulţeşte cu $\sqrt{\frac{\alpha_1}{1+\alpha_1}}$). După cum s'a indicat în paragraful II.1 shuntarea înfăşurării primare, nu măreşte stabilitatea etajului de amplificare. Deaceea, nu este raţională în cazurile obişnuite.

Totuşi, shuntul în înfăşurarea primară este uneori folositor. Tuburile cu rezistenţă internă mare (de exemplu cele cu ecran), cu toate că au un factor de calitate foarte ridicat, sunt greu de folosit în etajele cu transformatori cu sarcină capacitivă, deoarece inductanţa înfăşurării primare a transformatorului, necesară când rezistenta tubului este mare, nu poate obţine valoarea decrementului necesar pentru caracteristica de frecvenţă propusă pentru frecvenţele ridicate.

Shuntând înfăşurarea primară printr'o rezistenţă, pentru a reduce până la o valoare admisibilă, din punct de vedere constructiv, inductanţa înfăşurării primare, sau ceeace este şi mai indicat, folosind schema alimentării în paralel (prin reostate şi transformatori), se poate obţine un factor de amplificare ridicat şi un transformator simplu de construit (vezi exemplul 2 paragraful VII. 4).

Shuntarea înfăşurării secundare reduce deasemenea amplificarea etajului, după cum se poate vedea din expresia (IV.53), care se micşorează odată cu micşorarea lui α_1. Shuntul înfăşurării secundare măreşte stabilitatea etajului şi reduce paraziţii şi sgomotele care se aplică pe grila de comandă a tubului. Deaceea, cu toată reducerea amplificării, shuntarea înfăşurării secundare este larg utilizată în practică. Dacă transformatorul de intrare sau de cuplaj lucrează pe un etaj amplificator cu reostat, se poate obţine deobicei o funcţionare stabilă, fără dificultăţi, chiar şi fără shunt în înfăşurarea secundară. In cazurile când transformatorul lucrează pe un etaj cu transformator sau cu bobină de şoc, montajul se autoexcită mai uşor şi shuntarea înfăşurării secundare este utilă pentru mărirea stabilităţii. Pentru a nu reduce excesiv amplificarea, valoarea α_s trebue să se ia

de minimum 4÷5; prin aceasta se obține o funcționare perfect stabilă a etajului corect proiectat.

Corectarea caracteristicei generale de frecvență a amplificatorului, prin panta caracteristicei transformatorului cu sarcină capacitivă, este mult mai indicată decât folosirea în acest scop a unui filtru special. In cazul corectării prin transformator se elimină necesitatea introducerii filtrului, ceeace reduce costul instalației. Afară de aceasta, după cum o dovedește analiza, factorul de amplificare necesar instalației este mai mic.

Explicația este următoarea: când caracteristica de frecvență se corectează printr'un filtru special, acesta provoacă un decrement mic la frecvențele care trebue amplificate; la frecvențele care trebue atenuate, filtrul produce un decrement mai mare. Corecția prin transformatori provoacă mărirea amplificării, la frecvențele care trebue amplificate. Aceasta permite să se construiască amplificatorul cu un factor de amplificare mai mic la frecvențele medii, decât ar fi necesar în cazul corecției prin filtru.

Pentru a demonstra aceasta, să împărțim expresia (IV.64) prin (IV.20); prin transformări simple obținem:

$$K_{max} = \frac{K_0}{M_{s\,min}} = \xi \sqrt{\frac{\mu S}{\omega_s C}} \sqrt[4]{\frac{16 - 8 d_s^2}{d_s^2 \, (4 - d_s^2)^2}} \qquad \text{(IV.66)}$$

De aici rezultă că micșorând pe d_s^2, pentru aceiași pulsație a amplificării maxime $\omega_{s\,max} = \omega_s$, la pulsația de rezonanță amplificarea crește, devenind infinită dacă $d_s^2 = 0$. Micșorarea lui d_s poate fi realizată cu ușurință, prin micșorarea raportului de transformare. Cele spuse sunt ilustrate în fig. IV.11, în care sunt indicate caracteristicele de frecvență ale etajului cu transformatori, pentru aceiași frecvență de amplificare maximă și diferite valori ale raportului de transformare.

Determinând valoarea maximă a factorului de amplificare (prin diferențierea expresiei (IV.64) în raport cu d_s^2) rezultă că la o caracteristică crescătoare, amplificarea va fi maximă, dacă $d_s^2 = 1$.

Totodată și

$$K_{0\,max} = 0{,}84\, \xi \sqrt{\frac{\mu S}{\omega_s C}} \,. \qquad \text{(IV.67)}$$

Prin urmare, dacă în cazul unui etaj cu transformator cu sarcină capacitivă, a cărui caracteristică este crescătoare la

frecvenţele superioare, se cere ca amplificarea maximă posibilă să fie la frecvenţele medii, valoarea d_s^2 trebue să se ia egală cu unitatea. Panta caracteristicei va fi în acest caz de circa 0,15, ceeace corespunde valorii $M_s = 0{,}866$ sau + 1,25 db.

In cazul unei caracteristice necrescătoare în banda frecvenţelor superioare, factorul de amplificare al etajului se determină prin expresia care se obţine substituind în (IV.55) valorile n şi L_s, din relaţiile (IV.49.) şi (IV.39):

$$K_0 = \xi \sqrt{\frac{\mu S}{\omega_s C}} \sqrt[8]{4M_s^2 - 4}. \quad (IV.68)$$

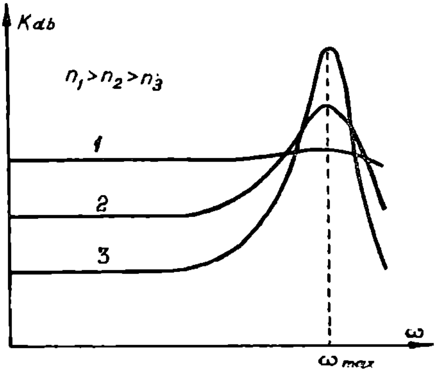


Fig. IV.11. Caracteristicele de frecvenţă ale unni etaj cu transformatori cu sarcină capacitivă, pentru diferite valori ale raportului de transformare şi pentru aceeaşi frecvenţă de lucru superioară.

Rezultă că factorul de amplificare al unui etaj cu transformatori, cu sarcină capacitivă şi caracteristică necrescătoare este cu atât mai mare, cu cât sunt mai mari distorsiunile de frecvenţă admisibile la frecvenţa de lucru superioară. De exemplu, când amplificarea la frecvenţă superioară scade cu 1,25 db ($M_s = 1{,}155$), factorul de amplificare este:

$$K_0 = 1{,}04\, \xi \sqrt{\frac{\mu S}{\omega_s C}}\,. \quad (IV.69)$$

Comparând expresiile (IV.67) şi (IV.69) se poate vedea că în cazul caracteristicei necrescătoare, la aceleaşi distorsiuni de frecvenţă (dar de semn contrar), amplificarea la frecvenţele medii rezultă de 1,23 ori mai mare decât în cazul caracteristicei crescătoare. Deci corectarea caracteristicei provoacă o oarecare reducere a amplificării. Deaceea, când nu se cere etajului o caracteristică crescătoare pentru a corecta alte elemente ale instalaţiei, ci se admite o reducere oarecare a amplificării în domeniul frecvenţelor superioare, transformatorul trebue să se facă cu o caracteristică necrescătoare propunându-se $d_s^2 = 2$.

In amplificatorii cu tensiuni de intrare scăzute, pentru mărirea raportului „semnal parazit" trebue să se obţină o cât mai mare ridicare a tensiunii dela transformatorul de ieşire. Din formulele deduse rezultă că în aceste cazuri este preferabil să

se folosească un transformator cu sarcină capacitivă, deoarece în comparație cu transformatorul cu sarcină rezistivă, acesta dă, în aceleași condiții, o tensiune mult mai ridicată pe grila primului tub al amplificatorului.

Pentru a ilustra cele spuse se dă un exemplu. Capacitatea C, care încarcă înfășurarea secundară a transformatorului este de $100 \mu\mu F$, rezistența sursei de f.e.m. $R = 1000\ \Omega$. iar pulsația de lucru superioară $\omega_s = 5 \cdot 10^4$.

Dacă în aceste condiții se execută un transformator cu sarcină rezistivă, rezistența maximă a shuntului în secundar, se va determina din expresia:

$$R_{2\max} = \frac{1}{3\,\omega_s C} = \frac{1}{3 \cdot 5 \cdot 10^4 \cdot 10^{-10}} = 66\,700\ \Omega$$

Presupunând $\eta = 0{,}75$ și $\alpha = 1$, pentru a obține o ridicare maximă a tensiunii, vom lua un raport de transformare conform cu (II. 95):

$$n = \frac{w_2}{w_1} = \sqrt{\frac{R_2}{\eta R}} = \sqrt{\frac{66700}{0{,}75 \cdot 1000}} = 9{,}44.$$

De aici, coeficientul de transfer al tensiunii maxim posibil se va determina din expresia (II. 94):

$$k_{0\max} = \frac{1}{2} n\eta = \frac{1}{2} \cdot 9{,}44 \cdot 0{,}75 = 3{,}54.$$

In cazul transformatorului cu sarcina capacitivă, fără shunt în înfășurarea secundară și cu caracteristica de frecvență necrescătoare la frecvențele superioare, raportul de transformare se va determina calculând în prealabil inductanța de scăpări necesară. Presupunând $M_s = 1{,}06$, la frecvența de lucru superioară și factorul de utilizare $\xi = 0{,}8$, ceeace corespunde unui transformator cu aproximativ aceeași constantă de timp, găsim:

$$R_s = \frac{R}{\xi^2} = \frac{1000}{0{,}8^2} = 1560\ \Omega; \qquad L_s = \frac{R_s}{\omega_s \sqrt{2}} \sqrt[4]{M_s^2 - 1} =$$

$$= \frac{1560}{5 \cdot 10^4 \cdot 1{,}414} \sqrt[4]{1{,}06^2 - 1} = 1{,}31 \cdot 10^{-2}\ \text{H}.$$

Raportul de transformare, conform expresiei (IV. 49) va fi:

$$n = \sqrt{\frac{d_s^2 L_s}{R_s^2 C}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 1{,}31 \cdot 10^{-2}}{1560^2 \cdot 10^{-10}}} = 10{,}4$$

iar coeficientul de transfer, în cazul de față egal cu raportul de transformare, va fi:

$$k_0 = n = 10{,}4,$$

adică aproximativ de trei ori mai mare decât în cazul sarcinii rezistive.

Dacă transformatorul care debitează pe o capacitate va avea shunt în înfășurarea secundară, coeficientul de transfer al tensiunii se va reduce. De

exemplu, dacă $\alpha_s = 5$, la aceleaşi date ca în exemplul precedent, k_0 rezultă egal cu 9,1, depăşind totuşi valoarea obţinută în cazul transformatorului cu sarcină rezistivă.

Deaceea, transformatorii cu sarcină rezistivă trebue să se folosească în etajele preamplificatoare, doar acolo unde aceasta se impune prin condiţiile prezentate; de exemplu, necesitatea de a avea o impedanţă de ieşire constantă, decalaje de fază reduse impuse de coeficienţii de transfer mici. In celelalte cazuri, şi mai ales pentru transformatorii de intrare din amplificatorii cu tensiune de intrare mică (amplificatorii microfonici, amplificatorii magnetofoanelor, etc). se recomandă folosirea transformatorilor cu sarcină capacitivă şi cu o caracteristică necrescătoare la frecvenţele superioare ($d_s^2 = 2$). Problema dacă trebue sau nu să se pună shunt în înfăşurarea secundară se rezolvă pe baza consideraţiilor expuse la începutul prezentului paragraf.

§ IV.9. EXEMPLE DE CALCUL.

Pentru a uşura folosirea formulelor obţinute se dau câteva exemple caracteristice, privind calculul transformatorilor cu sarcină capacitivă.

Exemplul 1. Să se calculeze parametrii electrici ai unui transformator de intrare, pentru un amplificator de microfon cu tensiune de intrare scăzută. Prescripţiile tehnice şi condiţiile de funcţionare sunt următoarele:

Rezistenţa inferioară a sursei de f.e.m.	$R = 600\ \Omega$
Frecvenţa de lucru inferioară	$f_i = 50$ Hz
Frecvenţa de lucru superioară	$f_s = 10000$ Hz
Distorsiunile de frecvenţă admisibile la frecvenţa inferioară	$M_{idb} = -0,75$
Distorsiunile de frecvenţă admisibile la frecvenţa superioară	$M_{sdb} = -0,75$
Capacitatea de intrare a tubului pe care debitează transformatorul	$C_{int} = 10\ \mu\mu F$

Este de dorit să se obţină o cât mai mare ridicare a tensiunii de către transformator, deoarece acest fapt măreşte gama frecvenţelor de lucru ale difuzorului. Shuntul din înfăşurarea secundară a transformatorului, pentru mărirea stabilităţii amplificatorului, nu este obligatoriu.

1. Valoarea distorsiunilor de frecvenţă este:

$$M_i = M_s = 10^{\frac{0,75}{20}} = 1,09$$

2. Determinăm rezistenţa înfăşurărilor transformatorului, presupunând $\xi = 0,9$, pentru a obţine o tensiune cât mai mare pe grila tubului de intrare:

$$r_1 = r'_2 = \frac{R}{2}\left(\frac{1}{\xi^2} - 1\right) = \frac{600}{2}\left(\frac{1}{0,9^2} - 1\right) = 70\ \Omega$$

3. Nu se va pune shunt în înfăşurarea secundară, deoarece conform prescripţiilor tehnice nu este obligatoriu; aceasta va permite să se obţină o tensiune mai mare pe grila tubului de intrare, ceeace va mări gama de lucru a

amplificatorului. Inductanța necesară a înfășurării primare a transformatorului neshuntat, se calculează după formula:

$$L_1 = \frac{R + r_1}{\omega_i \sqrt{M_i^2 - 1}} = \frac{600 + 70}{6{,}28 \cdot 50 \sqrt{1{,}09^2 - 1}} \approx 5 \text{ H}.$$

4. Determinăm rezistența generatorului pentru frecvențele superioare:

$$R_s = R + r_1 + r'_2 = 600 + 70 + 70 = 740 \ \Omega.$$

5. Deoarece nu se cere o caracteristică de frecvență crescătoare la frecvențele superioare, luăm $d_s^2 = 2$, ceeace permite să se obțină un raport de transformare maxim ,și prin urmare și ridicarea maximă a tensiunii prin transformator. In acest caz, inductanța de scăpări necesară se determină din expresia:

$$L_s = \frac{R_s}{\sqrt{2}\omega_s} \sqrt[4]{M_s^2 - 1} = \frac{740}{1{,}414 \cdot 6{,}28 \cdot 10^4} \sqrt[4]{1{,}09^2 - 1} = 5{,}5 \cdot 10^{-3} \text{ H}.$$

6. Coeficientul de scăpări este:

$$\sigma = \frac{L_s}{L_1} = \frac{5{,}5 \cdot 10^{-3}}{5} = 1{,}1 \cdot 10^{-3}$$

Dacă se folosește pentru miezul transformatorului oțel aliat de transformator obișnuit, este foarte greu să se realizeze un astfel de coeficient de scăpări. In cazul de față, pentru micșorarea nivelului paraziților și pentru micșorarea capacității proprii a transformatorului, trebue să se folosească pentru miez permalloy. Deoarece acesta are o permeabilitate inițială ridicată (5000 și mai mult), obținerea unui coeficient de scăpări de aproximativ 0,01 nu prezintă greutăți.

7. Determinăm capacitatea totală, care încarcă înfășurarea secundară a transformatorului, presupunând capacitatea proprie a transformatorului ca fiind de circa 40 $\mu\mu F$, iar capacitatea montajului de cca. 20 $\mu\mu F$, deoarece transformatorul și montajul trebue să fie ecranați:

$$C = C_{tr} + C_m + C_{int} = 40 + 20 + 10 = 70 \ \mu\mu F.$$

8. Determinăm raportul de transformare, necesar pentru obținerea caracteristicei de frecvență propuse:

$$n = \frac{w_2}{w_1} = \sqrt{\frac{d_s^2 L_s}{R_s^2 C}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 5{,}5 \cdot 10^{-3}}{740^2 \cdot 70 \cdot 10^{-12}}} = 17.$$

9. Rezistența înfășurării secundare trebue să fie:

$$r_2 = r'_2 \, n^2 = 70 \cdot 17^2 = 20\,000 \ \Omega$$

O rezistență atât de mare poate fi obținută pentru înfășurare numai dacă se folosește un conductor foarte subțire, de circa 0,03 mm, sau chiar mai subțire. Acest conductor are o rezistență mecanică prea mică (se rupe cu ușurință). Deaceea, la calculul constructiv al transformatorului, pentru înfășurarea secundară se ia deobicei un conductor cu un diametru mai mare, care are rezistența mecanică suficientă (vezi paragraful XV. 5). Pentruca micșorarea rezistenței înfășurării secundare, provocată de mărirea diametrului conductoru-

lui, să nu se reflecteze asupra caracteristicei de frecvenţă a transformatorului, se poate micşora diametrul conductorului înfăşurării primare, astfel ca suma rezistenţelor $r_1 + r'_2$ să rămână egală cu 140 Ω. Tot atât de simplu se poate introduce corecţia şi în calcul, substituind în formulele de calcul noua valoare a lui R_s.

10. Coeficientul de transfer al transformatorului calculat va fi:

$$k_0 = n = 17.$$

Dacă tubul de intrare al amplificatorului ar fi o triodă, cu un factor de amplificare mare, şi nu un tub cu ecran, cu capacitatea de intrare de 10 $\mu\mu F$ ca în exemplul nostru, capacitatea de intrare ar fi de 100 ÷ 150 $\mu\mu F$. Atunci capacitatea totală care încarcă înfăşurarea secundară ar creşte aproximativ până la 200 $\mu\mu F$ iar raportul de transformare, deci şi coeficientul de transfer, s'ar reduce până la:

$$n = k_0 = \sqrt{\frac{2 \cdot 5{,}5 \cdot 10^{-3}}{740^2 \cdot 200 \cdot 10^{-12}}} = 10$$

în loc de 17; de aici se vede clar avantajul folosirii unui tub cu o capacitate de intrare scăzută, pentru amplificatorul cu o gamă de lucru mare şi cu o tensiune de intrare scăzută. Tot atât de importantă este, în acest caz, conectarea corectă a capetelor înfăşurării secundare şi aşezarea înfăşurărilor pe transformator, deoarece aceasta permite să se micşoreze mult capacitatea proprie a transformatorului (vezi paragraful XV. 3).

Exemplul 2. Să se calculeze parametrii electrici ai unui transformator de intrare, conform prescripţiilor tehnice şi condiţiilor de funcţionare din exemplul 1, dar cu shunt în înfăşurarea secundară, pentru mărirea stabilităţii amplificatorului.

1. Rezistenţa înfăşurării primare, rezistenţa raportată a înfăşurării secundare şi rezistenţa generatorului pentru frecvenţele superioare se determină după aceleaşi formule şi vor avea aceeaşi valoare ca în exemplul 1 şi anume:

$$r_1 = r'_2 = 70\ \Omega; \quad R_s = 740\ \Omega.$$

2. Pentru obţinerea unei caracteristice necrescătoare la frecvenţele superioare, luăm $d_s^2 = 2$; dar fiindcă transformatorul are shunt în înfăşurarea secundară, este necesar să se găsească valoarea minimă care poate fi adoptată pentru α_s în cazul valorii alese pentru d_s^2:

$$\alpha_s \geqslant \frac{4}{d_s^2} - 1 = \frac{4}{2} - 1 = 1.$$

Prin urmare, pentru α_s se poate alege orice valoare care depăşeşte unitatea; pentru a nu reduce mult factorul de amplificare, luăm $\alpha_s = 5$.

3. Calculăm rezistenţa raportată a sarcinii:

$$R'_2 = \alpha_s R_s = 5 \cdot 740 = 3700\ \Omega.$$

4. Rezistenţa generatorului echivalent pentru frecvenţele inferioare este:

$$R_{ei} = \frac{(R + r_1)(r'_2 + R'_2)}{R + r_1 + r'_2 + R'_2} = \frac{(600 + 70)(70 + 3700)}{600 + 70 + 70 + 3700} = 568\ \Omega.$$

5. Determinăm inductanța înfășurării primare a transformatorului, necesară pentru obținerea caracteristicei de frecvență propuse:

$$M_i = 1{,}09\ ; \quad L_1 = \frac{R_{ei}}{\omega_i \sqrt{M_i^2-1}} = \frac{568}{6{,}28 \cdot 50 \sqrt{1{,}09^2-1}} = 4{,}18\ \text{H}.$$

Comparând rezultatul obținut cu inductanța necesară pentru înfășurarea primară a transformatorului neshuntat, vedem că în cazul shuntului, inductanța s'a micșorat de 1,18 ori.

6. Determinăm coeficientul auxiliar A_s:

$$A_s = \frac{\alpha_s}{1+\alpha_s} = \frac{5}{1+5} = 0{,}833.$$

7. Găsim valoarea impedanței caracteristice, pentru frecvențele superioare, dacă $d_s^2 = 2$:

$$\rho_s = \frac{\alpha_s R_s}{\sqrt{2A_s}} \left(1 \pm \sqrt{1 - \frac{2}{1+\alpha_s}}\right) =$$

$$= \frac{5 \cdot 740}{\sqrt{2 \cdot 0{,}833}} \left(1 \pm \sqrt{1 - \frac{2}{1+5}}\right) = 528\ (5210).$$

La calculul impedanței caracteristice, înaintea rădăcinei se pune semnul minus, deoarece aceasta dă o valoare mai mică pentru inductanța de scăpări și prin urmare un raport de transformare mai mare. Pentru comparație, în paranteze este indicată valoarea care se obține, dacă înaintea rădăcinei se ia semnul plus.

8. Determinăm inductanța de scăpări a transformatorului, necesară obținerii caracteristicei propuse:

$$L_s = \frac{\rho_s \sqrt[4]{M_s^2-1}}{\omega_s \sqrt{A_s}} = \frac{528 \cdot \sqrt[4]{1{,}09^2-1}}{6{,}28 \cdot 10^4 \sqrt{0{,}833}} = 6{,}06 \cdot 10^{-3}\ (59{,}9 \cdot 10^{-3})\ \text{H}.$$

9. Coeficientul de scăpări al transformatorului este:

$$\sigma = \frac{L_s}{L_1} = \frac{6{,}06 \cdot 10^{-3}}{4{,}18} = 1{,}45 \cdot 10^{-3}\ (1{,}43 \cdot 10^{-2}).$$

10. Raportul de transformare al transformatorului cu shunt și cu caracteristică necrescătoare la frecvențele superioare se determină din formula:

$$n = \frac{w_2}{w_1} = \frac{\sqrt[4]{M_s^2-1}}{\omega_s \sqrt{A_s L_s C}} = \frac{\sqrt[4]{1{,}09^2-1}}{6{,}28 \cdot 10^4 \sqrt{0{,}833 \quad 6{,}06 \cdot 10^{-3} \cdot 70 \cdot 10^{-12}}} =$$

$$= 17{,}6\ (5{,}61).$$

11. Coeficientul de transfer al transformatorului este:

$$k_0 = n\ A_s = 17{,}6 \cdot 0{,}833 = 14{,}7\ (4{,}68).$$

12. Rezistenţa shuntului din înfăşurarea secundară şi rezistenţa înfăşurării secundare sunt determinate din expresiile:

$$R_2 = R'_2 n^2 = 3700 \cdot 17{,}6^2 \approx 1{,}2 \cdot 10^6\ \Omega\ (1{,}2 \cdot 10^5\ \Omega)$$

$$r_2 = r'_2 n^2 = 70 \cdot 17{,}6^2 \approx 22000\ \Omega\ (2200\ \Omega).$$

Comparând rezultatele obţinute cu datele exemplului 1 (transformatorul fără shunt în înfăşurarea secundară) vedem că shuntarea înfăşurării secundare a transformatorului, printr'o rezistenţă de 1,2 $M\Omega$, a redus ridicarea tensiunii, de către transformator, de 1,16 ori, dar a permis mărirea coeficientului de scăpări de 1,32 ori. In cazul shuntării înfăşurării secundare printr'o rezistenţă de 0,12 $M\ \Omega$ (se ia plus înaintea radicalului, în expresia pentru determinarea impedanţei caracteristice), coeficientul de transfer al transformatorului se micşorează de 3,67 ori, iar coeficientul de scăpări creşte de 13 ori, atingând aproximativ 1,5%.

Exemplul 3. Să se calculeze parametrii electrici ai unui transformator de cuplaj între etaje, pentru următoarele prescripţii tehnice şi condiţii de funcţionare:

Rezistenţa interioară a tubului	$R = 10^4\ \Omega$
Factorul static de amplificare al tubului	$\mu = 20$
Capacitatea de intrare a tubului	$C_{int} = 40\ \mu\mu F$
Frecvenţa de lucru inferioară	$f_i = 100$ Hz
Frecvenţa de lucru superioară	$f_s = 6000$ Hz
Distorsiunile de frecvenţă admisibile la frecvenţa inferioară	$M_{idb} = -0{,}5$
Creşterea caracteristicei la frecvenţa de lucru superioară	$M_{sdb} = +3$

Materialul miezului, oţel de transformator.

1. Cunoscând coeficientul de utilizare $= 0{,}75$ calculăm rezistenţa înfăşurării primare şi rezistenţa raportată a înfăşurării secundare:

$$r_1 = r'_2 = \frac{R}{2}\left(\frac{1}{\xi^2} - 1\right) = \frac{10^4}{2}\left(\frac{2}{0{,}75^2} - 1\right) = 4400\ \Omega.$$

2. Rezistenţa generatorului pentru frecvenţele superioare este:

$$R_s = R + r_1 + r'_2 = 10^4 + 4400 + 4400 = 1{,}88 \cdot 10^4\ \Omega.$$

3. Transformând valoarea distorsiunilor de frecvenţă pentru frecvenţele superioare, din decibeli în raport, găsim valoarea lui d_s^2 necesară pentru obţinerea creşterii caracteristicei propuse:

$$M_s = 10^{-\frac{3}{20}} = 0{,}71;\quad d_s^2 = 2 - 2\sqrt{1 - M_s^2} =$$

$$= 2 - 2\sqrt{1 - 0{,}71^2} = 0{,}59.$$

Aceeaşi valoare pentru d_s^2 poate fi calculată după curba din fig. IV. 5, pentru $M_s = 0{,}71$.

4. Calculăm valoarea lui α_s minimă admisibilă, pentru creşterea respectivă a caracteristicei:

$$\alpha_s \geqslant \frac{4}{d_s^2} - 1 = \frac{4}{0{,}59} - 1 = 5{,}78.$$

5. Determinăm capacitatea totală care încarcă înfăşurarea secundară a transformatorului, presupunând cu aproximaţie capacitatea proprie a transformatorului $C_{tr} = 50 \mu\mu F$, iar capacitatea montajului $C_m = 15 \mu\mu F$. Pentru acordarea transformatorului, necesară obţinerii unei rezonanţe pronunţate la frecvenţele superioare, se prevede în înfăşurarea secundară un condensator de reglaj, cu valoarea medie a capacităţii $C_r = 25 \mu\mu F$.

$$C = C_{int} + C_{tr} + C_m + C_r = 40 + 50 + 15 + 25 = 130 \ \mu\mu F.$$

Calculul se poate continua pe două căi. Se poate pleca dela valoarea α care depăşeşte valoarea minim admisibilă calculată la punctul 4 şi se determină în funcţie de α_s cunoscut, inductanţa de scăpări şi celelalte mărimi. In al doilea caz se poate pleca dela un coeficient de scăpări, realizabil cu uşurinţă din punct de vedere constructiv, şi se calculează inductanţa de scăpări, spre a determina după aceea valoarea α_s, necesară obţinerii caracteristicei propuse şi prin urmare şi valoarea rezistenţei shuntului. Pentru a se înţelege mai bine, se va conduce calculul până la sfârşit, întâi după prima metodă, iar după aceea după a doua metodă.

6. Plecăm dela valoarea $\alpha_s = 8$, care este mai mare decât valoarea minimă admisibilă, egală cu 5,78, şi găsim pe A_s:

$$A_s = \frac{\alpha_s}{1 + \alpha_s} = \frac{8}{1 + 8} = 0{,}889.$$

7. Determinăm valoarea necesară a impedanţei caracteristice, pentru caracteristica crescătoare:

$$\rho_s = \frac{\alpha_s d_s R_s}{2\sqrt{A_s}} \left[1 - \sqrt{1 - \frac{4}{d_s^2 (1 + \alpha_s)}}\right] =$$

$$= \frac{8 \cdot \sqrt{0{,}59} \cdot 18\,800}{2 \cdot \sqrt{0{,}889}} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{4}{0{,}59\ (1 + 8)}}\right) = 3{,}07 \cdot 10^4 .$$

8. Calculăm valoarea necesară a inductanţei de scăpări a transformatorului:

$$L_s = \frac{\rho_s \sqrt{1 - \frac{d_s^2}{2}}}{\omega_s \sqrt{A_s}} = \frac{3{,}07 \cdot 10^4 \sqrt{1 - \frac{0{,}59}{2}}}{6{,}28 \cdot 6000 \sqrt{0{,}889}} = 0{,}726 \text{ H}.$$

9. Obţinem raportul de transformare din expresia:

$$n = \frac{\sqrt{1 - \frac{d_s^2}{2}}}{\omega_s \sqrt{A_s L_s C}} = \frac{\sqrt{1 - \frac{0{,}59}{2}}}{6{,}28 \cdot 6000 \sqrt{0{,}889 \cdot 0{,}726 \cdot 130 \cdot 10^{-12}}} = 2{,}43.$$

10. Rezistenţa raportată a shuntului este:

$$R'_2 = \alpha_s R_s = 8 \cdot 18\,800 = 150\,000 \ \Omega.$$

11. Rezistența generatorului echivalent, pentru frecvențele inferioare, este;

$$R_{ei} = \frac{(R + r_1)\,(r'_2 + R'_2)}{R + r_1 + r'_2 + R'_2} = \frac{(10\,000 + 4400)\,(4400 + 150\,000)}{10\,000 + 4400 + 4400 + 150\,000} = 13\,200\ \Omega$$

12. Inductanța necesară a înfăşurării primare a transformatorului se determină din expresia:

$$M_{idb} = -\,0{,}5\,; \quad M_i = 1{,}06\,; \quad L_1 = \frac{R_{ei}}{\omega_i \sqrt{M_i^2 - 1}} =$$

$$= \frac{13\,200}{6{,}28 \cdot 100 \sqrt{1{,}06^2 - 1}} = 60\ \text{H}.$$

13. Rezistența shuntului din înfăşurarea secundară este:

$$R_2 = R'_2 n^2 = 1{,}5 \cdot 10^5 \cdot 2{,}43^2 \approx 0{,}9 \cdot 10^6\ \Omega.$$

14. Rezistența înfăşurării secundare este:

$$r_2 = r'_2 n^2 = 4400 \cdot 2{,}43^2 = 26\,000\ \Omega.$$

15. La frecvențele medii factorul de amplificare al etajului pentru transformatorul calculat este:

$$K_0 = \mu n A_s = 20 \cdot 2{,}43 \cdot 0{,}889 = 43{,}2.$$

Continuăm calculul dela punctul 5, plecând dela un coeficient de scăpări uşor de realizat din punct de vedere constructiv. Deoarece materialul miezului este oțel de transformator, coeficientul de scăpări, în cazul înfăşurării obişnuite (stratificate, nealternate), poate avea o valoare de circa 1%, care se va adopta pentru calculul ulterior.

6 a. Calculăm valoarea aproximativă a inductanței necesare a înfăşurării primare, neglijând influența shuntului din înfăşurarea secundară:

$$L_1 \approx \frac{R + r_1}{\omega_i \sqrt{M_i^2 - 1}} = \frac{10\,000 + 4400}{6{,}28 \cdot 100 \cdot \sqrt{1{,}06^2 - 1}} = 65\ \text{H}.$$

7 a. Plecând dela valoarea inductanței de scăpări de 1% din inductanța înfăşurării primare, adică 0,65 H, determinăm valoarea α_s necesară obținerii caracteristicei de frecvență propuse:

$$\alpha_s = \frac{\left(\dfrac{\omega_s L_s}{R_s}\right)^2}{\dfrac{d_s^2}{2} + \dfrac{\omega_s L_s}{R_s}\sqrt{d_s^2 - \dfrac{d_s^4}{2} - 1}} - 1 =$$

$$= \frac{\left(\dfrac{6{,}28 \cdot 6000 \cdot 0{,}65}{18\,800}\right)^2}{\dfrac{0{,}59}{2} + \dfrac{6{,}28 \cdot 6000 \cdot 0{,}65}{18\,800}\sqrt{0{,}59 - \dfrac{0{,}59^2}{2} - 1}} - 1 = 1\ \ ,7.$$

8a. Determinăm pe A_s:

$$A_s = \frac{\alpha_s}{1+\alpha_s} = \frac{11{,}7}{1+11{,}7} = 0{,}922,$$

9a. Rezistența raportată a shuntului este:

$$R'_2 = \alpha_s R_s = 11{,}7 \cdot 18\,800 = 220\,000\ \Omega.$$

10a. Rezistența generatorului echivalent pentru frecvențele inferioare:

$$R_{ei} = \frac{(R+r_1)(r'_2+R'_2)}{R+r_1+r'_2+R'_2} = \frac{(10\,000+4400)(4400+220\,000)}{10\,000+4400+4400+220\,000} = 13\,500\ \Omega.$$

11a. Valoarea exactă a inductanței necesare a înfășurării primare a transformatorului este:

$$L_1 \geqslant \frac{R_{ei}}{\omega_i\sqrt{M_i^2-1}} = \frac{13\,500}{6{,}28 \cdot 100\sqrt{1{,}06^2-1}} = 62\ \text{H}.$$

12a. Raportul de transformare necesar:

$$n = \frac{\sqrt{1-\frac{d_s^2}{2}}}{\omega_s\sqrt{A_s L_s C}} = \frac{\sqrt{1-\frac{0{,}59}{2}}}{6{,}28 \cdot 6000\sqrt{0{,}922 \cdot 0{,}65 \cdot 130 \cdot 10^{-12}}} = 2{,}52.$$

13a. Rezistența shuntului din înfășurarea secundară:

$$R_2 = R'_2 n^2 = 220\,000 \cdot 2{,}52^2 \approx 1{,}4 \cdot 10^6\ \Omega.$$

14a. Rezistența înfășurării secundare:

$$r_2 = r'_2\, n^2 = 4400 \cdot 2{,}52^2 \approx 28\,000\ \Omega.$$

15a. Factorul de amplificare al etajului:

$$K_0 = \mu n A'_s = 20 \cdot 2{,}52 \cdot 0{,}922 = 46{,}5$$

CAPITOLUL V

TRANSFORMATORII ALIMENTAŢI DELA O SURSĂ DE TENSIUNE CU REACTANŢĂ INDUCTIVĂ

§ V.1. Schema echivalentă

Transformatorii de intrare din amplificatori lucrează deseori alimentaţi dela surse de tensiune care, în afară de rezistenţă, au şi inductanţă. Exemple sunt: doza electromagnetică sau electrodinamică, sau tot felul de generatori electrodinamici şi electromagnetici, larg utilizaţi în tehnica măsurătorilor şi în aparatele de înregistrare.

La frecvenţele de lucru joase şi medii, impedanţa acestei surse are deobicei o componentă inductivă redusă care poate fi neglijată. La frecvenţele de lucru superioare, componenta inductivă este însă atât de mare, încât impedanţa sursei are un caracter inductiv. Această sursă se va numi în viitor sursă cu reactanţă inductivă.

Transformatorul alimentat dela o sursă cu reactanţă inductivă poate avea în domeniul frecvenţelor superioare atât sarcină rezistivă, cât şi capacitivă; în practică sarcina inductivă nu se întâlneşte. Schemele echivalente complecte, pentru sarcini rezistive şi capacitive, sunt indicate în fig. V. 1. Neglijând componenta inductivă a impedanţei sursei la frecvenţele joase şi medii, se vor obţine schemele echivalente respective, care nu diferă întru nimic de schemele corespunzătoare ale transformatorilor cu sarcină rezistivă, date în fig. II.5 şi II.6.

§ V.2. Caracteristicele de frecvenţă şi de fază în domeniul frecvenţelor inferioare şi determinarea inductanţei necesare a înfăşurării primare

Formulele de calcul pentru construirea caracteristicelor de fază la frecvenţele inferioare, şi pentru determinarea inductanţei necesare a înfăşurării primare a transformatorului alimentat de o sursă cu reactanţă inductivă, nu diferă de formulele pentru

calculul transformatorilor cu sarcină rezistivă sau capacitivă, alimentaţi dela o sursă pur rezistivă. Dacă transformatorul are shunt în înfăşurarea secundară, formulele de calcul se iau din paragraful II.3. In lipsa shuntului, calculul se execută după formulele din paragraful IV.2.

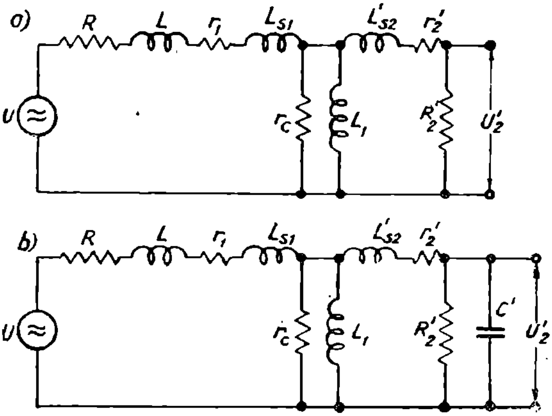


Fig. V.1. Schemele echivalente ale transformatorului alimentat de o sursă cu reactanţă inductivă. *a*) transformatorul cu sarcină rezistivă; *b*) transformatorul cu sarcină capacitivă.

§ V.3. Caracteristicele de frecvenţă şi de fază în banda frecvenţelor superioare, şi determinarea inductanţei de scăpări

Schemele echivalente pentru frecvenţele de lucru superioare ale transformatorilor cu sarcină rezistivă sau capacitivă alimentaţi de un generator cu reactanţă inductivă, sunt reprezentate în fig. V.2. In aceste scheme, inductanţa de scăpări a transformatorului L_s şi inductanţa generatorului L sunt contopite pentru simplificare într'o singură inductanţă L'_s:

$$L'_s = L_s + L, \qquad (V.1)$$

Aceste scheme nu diferă de cele similare ale transformatorilor cu sarcină rezistivă sau capacitivă, alimentaţi de o sursă rezistivă, scheme indicate în fig. II.7. şi IV.2. Deaceea formulele pentru determinarea caracteristicei de frecvenţă şi de fază în banda frecvenţelor superioare, se iau din paragraful II.4, în cazul încărcării transformatorului cu sarcină rezistivă, şi din

paragraful IV.3, în cazul unei încărcări cu sarcină capacitivă. In toate formulele, în locul inductanței de scăpări a transformatorului L_s se introduce valoarea L'_s calculată din formula (V.1).

Inductanța de scăpări a transformatorului, alimentat dela o sursă cu reactanță inductivă, nu se calculează, ci se adoptă o valoare care să poată fi realizată cu ușurință din punct de vedere constructiv. Această valoare se poate determina prin metodă indicată în § IV.3. Adăugând la valoarea adoptată inductanța cunoscută a sursei, se obține L'_s care se folosește în calcul.

§ V.4. Determinarea celorlalți parametri electrici

Specificul calculului transformatorului alimentat de o sursă cu reactanță inductivă constă în aceea că inductanța generatorului este dată. Deaceea, calculul raportului de transformare trebue să se execute în mod deosebit.

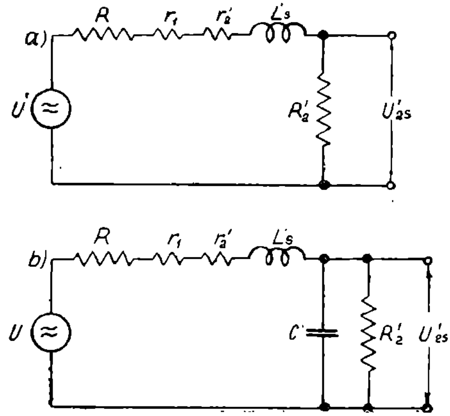


Fig. V.2. Schemele echivalente la frecvențele superioare, pentru transformatorul alimentat de un generator cu reactanță inductivă: *a)* cu sarcină rezistivă; *b)* cu sarcină capacitivă.

La calculul transformatorului cu sarcină rezistivă, din relația (II.1), se determină rezistența maximă admisibilă a shuntului R_2, calculând în prealabil capacitatea totală C, care încarcă înfășurarea secundară a transformatorului. După aceea se găsește raportul de transformare maxim admisibil la caracteristica de frecvență propusă, după formula obținută prin rezolvarea expresiei (II.29) în raport cu R'_2, și determinând raportul de transformare prin raportul R_2 față de R'_2:

$$R'_2 \geqslant \eta \left(\frac{\omega_s L'_s}{\sqrt{M_s^2 - 1}} - R \right)$$

$$n = \frac{w_2}{w_1} = \sqrt{\frac{R'_2}{R_2}} \leqslant \sqrt{\frac{R_2}{\eta \left(\frac{\omega_s L'_s}{\sqrt{M_s^2 - 1}} - R \right)}} \qquad \text{(V.2)}$$

Valoarea lui η se ia de aproximativ 0,6÷0,75, în conformitate cu tabela II.1.

La calculul ransformatorilor cu sarcină capacitivă, după determinarea lui L'_s. se determină după formulele (IV.40) sau (IV.41), valoarea lui α_s necesară pentru obţinerea caracteristicei de frecvenţă propusă. In formulele pentru determinarea lui α_s, în locul lui L_s se substitue inductanţa totală L'_s. După aceea, din formulele (IV.46) sau (IV.47) se calculează valoarea necesară pentru raportul de transformare.

Calculul rezistenţei înfăşurărilor transformatorului, coeficientului de transfer al tensiunii, factorului de amplificare al etajului, sau al constantei de timp, pentru transformatorul cu sarcină rezistivă se face conform formulelor din capitolul II iar pentru transformatorul cu sarcină capacitivă, conform formulelor din capitolul IV.

§ V.5. EXEMPLE DE CALCUL

Pentru exemplificare se dă calculul unui transformator care funcţionează cu o doză de tip magnetoelectric. Se cunosc următoarele date ale dozei, prescripţiile tehnice şi condiţiile de funcţonare:

Rezistenţa dozei, la frecvenţele de lucru superioare	$R = 200\ \Omega$
Inductanţa dozei, la frecvenţele de lucru superioare	$L = 30$ mH
Capacitatea de intrare a tubului, pe care lucrează transformatorul	$C_{int} = 120\ \mu\mu$ F
Frecvenţa de lucru inferioară	$f_i = 100$ Hz
Frecvenţa de lucru superioară	$f_s = 6000$ Hz
Distorsiunile de frecvenţă, la frecvenţa de lucru inferioară	$M_{idb} = -1\ \ (M_i = 1{,}122)$
Distorsiunile de frecvenţă, la frecvenţa de lucru superioară	$M_{sdb} = -1\ \ (M_s = 1{,}122)$

Pentru a obţine o ridicare cât mai mare a tensiunii, de către transformator, se vor realiza condiţiile de funcţionare pe o sarcină capacitivă. Deoarece nu este necesară o caracteristică de frecvenţă crescătoare luăm $d_s^2 = 2$. Coeficientul de utilizare ξ se ia egal cu 0,8.

1. Calculăm rezistenţa înfăşurării primare şi rezistenţa raportată a înfăşurării secundare:

$$r_1 = r'_2 = \frac{R}{2}\left(\frac{1}{\xi^2} - 1\right) = \frac{200}{2}\left(\frac{1}{0{,}8^2} - 1\right) = 56\ \Omega.$$

2. Deci valoarea R_s este:

$$R_s = R + r_1 + r'_2 = 200 + 56 + 56 = 312\ \Omega.$$

3. Determinăm valoarea aproximativă a inductanței necesare a înfășurării primare a transformatorului :

$$L_1 \approx \frac{R + r_1}{\omega_i \sqrt{M_i^2 - 1}} = \frac{200 + 56}{6{,}28 \cdot 100 \sqrt{1{,}122^2 - 1}} = 0{,}8 \text{ H}.$$

4. Presupunem că miezul transformatorului va fi executat din oțel de transformator. In acest caz inductanța de scăpări, pentru construcția simplă a înfășurărilor, va fi de aproximativ 1% din inductanța înfășurării primare, adică aproximativ 8 mH. In cazul miezului din permalloy, inductanța de scăpări ar fi de cel mult 1 mH, deci s'ar putea neglija în cursul calculului. Calculăm inductanța totală a montajului, pentru frecvențele superioare.

$$L'_s = L + L_s = 30 + 8 = 38 \text{ mH}.$$

5. Determinăm valoarea α_s, necesară pentru a obține $d_s^2 = 2$:

$$\alpha_s = \frac{\left(\frac{\omega_s L'_s}{R_s}\right)^2}{\sqrt[4]{M_s^2 - 1}\left(\sqrt{2}\,\frac{\omega_s L'_s}{R_s} - \sqrt[4]{M_s^2 - 1}\right)} - 1 =$$

$$= \frac{\left(\frac{6{,}28 \cdot 6000 \cdot 38 \cdot 10^{-3}}{312}\right)^2}{\sqrt[4]{1{,}122^2 - 1}\left(\sqrt{2}\,\frac{6{,}28 \cdot 6000 \cdot 38 \cdot 10^{-3}}{312} - \sqrt[4]{1{,}122^2 - 1}\right)} - 1 = 4{,}12.$$

6. Deci A_s rezultă :

$$A_s = \frac{\alpha_s}{1 + \alpha_s} = \frac{4{,}12}{1 + 4{,}12} = 0{,}805.$$

7. Determinăm capacitatea totală, care încarcă înfășurarea secundară a transformatorului, presupunând capacitatea ei proprie de aproximativ 60 $\mu\mu F$, iar capacitatea montajului de aproximativ 20 $\mu\mu F$:

$$C = C_{int} + C_{tr} + C_m = 120 + 60 + 20 = 200 \ \mu\mu F.$$

8. Raportul de transformare necesar se determină din expresia :

$$n = \frac{w_2}{w_1} = \frac{\sqrt[4]{M_s^2 - 1}}{\omega_s \sqrt{A_s L'_s C}} = \frac{\sqrt[4]{1{,}122^2 - 1}}{6{,}28 \cdot 6000 \sqrt{0{,}805 \cdot 38 \ 10^{-3} \cdot 200 \cdot 10^{-12}}} = 7{,}66$$

9. Rezistența raportată a shuntului este :

$$R'_2 = \alpha_s R_s = 4{,}12 \cdot 312 = 1285 \ \Omega$$

10. Rezistența shuntului din înfășurarea secundară :

$$R_2 = R'_2 n^2 = 1285 \cdot 7.66^2 \approx 75\,000 \ \Omega.$$

11. Rezistența înfășurării secundare:

$$r_2 = r'_2\, n^2 = 56 \cdot 7{,}66^2 \approx 3300\ \Omega.$$

12. Rezistența generatorului echivalent pentru frecvențele inferioare:

$$R_{ei} = \frac{(R + r_1)(r'_2 + R'_2)}{R + r_1 + r'_2 + R'_2} = \frac{(200 + 56)(56 + 1285)}{200 + 56 + 56 + 1285} = 215\ \Omega.$$

13. Deci valoarea inductanței necesare a înfășurării primare este:

$$L_1 \geqslant \frac{R_{ei}}{\omega_i \sqrt{M_i^2 - 1}} = \frac{215}{6{,}28 \cdot 100 \sqrt{1{,}122^2 - 1}} = 0{,}67\ \mathrm{H}.$$

14. Constanta de timp a transformatorului:

$$\tau_1 = \frac{L_1}{r_1} = \frac{0{,}67}{56} = 0{,}012\ \mathrm{s}.$$

15. Coeficientul de transfer al transformatorului calculat se va determina din expresia:

$$k_0 = n\, A_s = 7{,}66 \cdot 0{,}805 = 6{,}16.$$

CAPITOLUL VI

TRANSFORMATORII ALIMENTAȚI DELA O SURSĂ CU REACTANȚA INDUCTIVĂ ȘI CU FORȚA ELECTROMOTOARE PROPORȚIONALĂ CU FRECVENȚA

§ VI.1. Schema echivalentă

Din această grupă fac parte transformatorii de intrare, din amplificatorii magnetofoanelor alimentați de capul de reproducere. Capul de reproducere al magnetofonului este echivalent cu rezistența R și inductanța L, legate în serie. Chiar la frecvențele medii de lucru, componenta inductivă a impedanței capului depășește de mai multe ori rezistența lui.

Inducția remanentă, a benzii sau a sârmei pe care se execută înregistrarea sunetului, nu trebue să depășească o valoare anumită, pentru a evita apariția distorsiunilor nelineare mari. Această inducție remanentă este aproximativ uniformă în banda frecvențelor de lucru. Deaceea, în cazul când inducția este constantă, f. e. m. desvoltată de capul de reproducere (proporțională cu produsul dintre inducție și frecvență) este proporțională cu frecvența înregistrată:

$$U = A\,\omega. \qquad \text{(VI.1)}$$

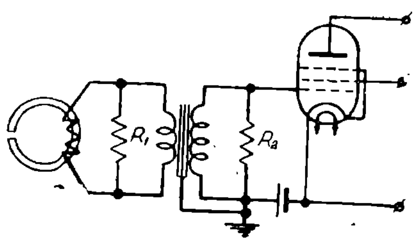


Fig. VI.1 Schema de principiu a circuitului de intrare al amplificatorului pentru reproducerea sunetului înregistrat de magnetofon.

Totuși, tensiunea la ieșirea amplificatorului trebue să fie, pe cât posibil, uniformă în banda frecvențelor de lucru. Pentru a îndeplini această condiție, capul de reproducere este shuntat printr'o rezistență, suficient de mică (fig. VI.1). Schema echivalentă complectă a acestui circuit de intrare, care are un transformator cu o sarcină capacitivă, este reprezentată în fig. VI.2. După cum s'a indicat în paragraful IV.8, folosirea transforma-

torului cu sarcină rezistivă nu este recomandabilă în acest caz deoarece coeficientul de transfer al circuitului de intrare se micşorează, iar prin aceasta şi amplificatorul va avea o gamă de lucru mai redusă.

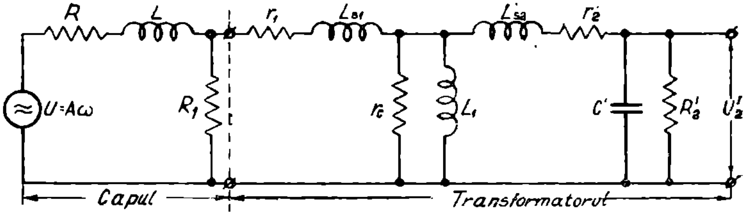


Fig. VI.2. Schema echivalentă completă a circuitului de intrare cu transformator alimentat dela un cap de reproducere,

Pentru frecvenţele de lucru medii şi superioare, capul de reproducere, shuntat prin rezistenţa R_1 (fig. VI.3), poate fi înlocuit printr'un generator echivalent. Să determinăm acum datele

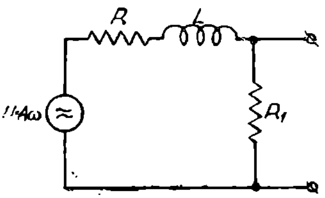


Fig. VI.3. Schema echivalentă a capului de reproducere.

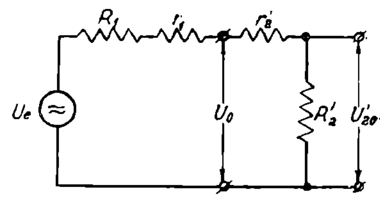


Fig. VI.4. Schema echivalenă simplificată a circuitului de intrare cu cap de reproducere, pentru frecvenţele medii.

acestui generator. Din cauza inductanţei importante a capului de reproducere începând chiar dela frecvenţele medii, se foloseşte relaţia:

$$\omega L \gg R + R_1 \qquad \text{(VI.2)}$$

Curentul de scurtcircuit al generatorului se determină din expresia:

$$I_{sc} = \frac{A\omega}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \approx \frac{A\omega}{\omega L} = \frac{A}{L}\,. \qquad \text{(VI.3)}$$

Tensiunea de mers în gol se va determina din expresia:

$$U_{mg} = U_e = \frac{A\omega}{\sqrt{(R+R_1)^2 + (\omega\, L)^2}}\, R_1 \approx \frac{A}{L} R_1 \qquad \text{(VI.4)}$$

Deci, impedanța internă a generatorului echivalent va fi:

$$Z_e = \frac{U_{mg}}{I_{sc}} = R_1. \tag{VI.5}$$

Formulele (VI.4) și (VI.5) dovedesc că atunci când se respectă condiția (VI.2), f. e. m. a generatorului echivalent nu depinde de frecvență, iar impedanța lui internă este egală cu rezistența shuntului R_1, fiind deasemenea independentă de frecvență.

Schemele echivalente pentru frecvențele medii și superioare se pot obține cu ușurință din schema echivalentă generală, neglijând la frecvențele superioare curentul de magnetizare, iar la frecvențele medii curentul de magnetizare, inductanța de scăpări și capacitatea care încarcă înfășurarea secundară a transformatorului. Aceste scheme echivalente, în care se înlocuește capul de reproducere printr'un generator echivalent, sunt indicate în fig. VI.4 și VI.5. După cum se vede, schemele obținute nu diferă de schemele pentru frecvențele medii ș superioare ale transformatorului cu sarcină capacitivă, alimenta de o sursă rezistivă (fig. II.6) și (IV.2).

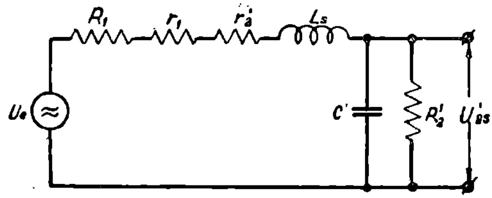


Fig. VI.5. Schema echivalentă simplificată a circuitului de intrare cu cap de reproducere și sarcină capacitivă, pentru frecvențele superioare.

§ VI.2. Caracteristica de frecvență, în banda frecvențelor inferioare și determinarea valorii inductanței înfășurării primare

Schema echivalentă a circuitului de intrare cu cap de reproducere, pentru frecvențele de lucru inferioare, este reprezentată în fig. VI 6. Rezistența pierderilor în miez este omisă, deoarece în cazul unor inducții neînsemnate în miezul transformatorului de intrare, pierderile din miez pot fi neglijate. Pentru o oarecare simplificare a deducțiilor, și așa destul de numeroase, factorul distorsiunilor de frecvență se va determina ca fiind raportul tensiunilor U_0 și U_i, și nu ca fiind raportul tensiunilor U'_{20} și U'_{2i} (fig. VI.4 și VI.6) cu care sunt proporționale;

$$M_i = \frac{U_{20}}{U'_{2i}} = \frac{U_0}{U_i}. \tag{VI.6}$$

Determinând prin metoda obişnuită tensiunea U_0, din schema echivalentă din fig. VI.4, şi tensiunea U_i din schema echivalentă din fig. VI.6, după substituirea valorilor obţinute în (VI.6), obţinem o expresie prea voluminoasă şi incomodă pentru folosinţa practică.

Dacă se introduc următoarele notaţii:

$$\alpha = \frac{R_1}{R}; \quad \text{(VI.7)} \qquad A = \frac{r_1}{R_1 + r_1 + r'_2 + R'_2}; \quad \text{(VI.8)}$$

$$B = \frac{r_1 + R_1}{R_1 + r_1 + r'_2 + R'_2}; \quad \text{(VI.9)} \qquad F = \frac{r_1 + r'_2 + R'_2}{R_1 + r_1 + r'_2 + R'_2}; \quad \text{(VI.10)}$$

$$p = \frac{R}{\omega L}; \quad \text{(VI.11)} \qquad q = \frac{r'_2 + R'_2}{\omega L_1}, \quad \text{(VI.12)}$$

după substituirea acestor notaţii în expresia factorului distorsiunilor de frecvenţă, şi după transformările necesare, modulul acestei expresii ia forma:

$$M_i = \sqrt{[1 - (B + \alpha A)\, pq]^2 + [(1 + \alpha F)\, p + Bq]^2}\,. \quad \text{(VI.13)}$$

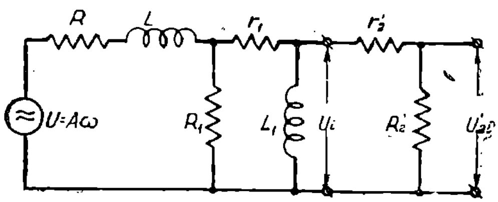


Fig. VI.6. Schema echivalentă la frecvenţele inferioare, pentru circuitul de intrare cu cap de reproducere.

Dintre toţi coeficienţii care intră în expresia (VI.13), numai p şi q depind de frecvenţă, şi din această cauză determină distorsiunile de frecvenţă. Coeficientul p caracterizează distorsiunile de frecvenţă ale capului de reproducere, shuntat printr'o rezistenţă. La frecvenţe suficient de joase reactanţa inductivă a capului se reduce, astfel că nu mai menţine curentul de circuit la o valoare constantă, şi curentul scade, împreună cu f. e. m., iar tensiunea generatorului echivalent se micşorează, concomitent cu scăderea frecvenţei. Coeficientul q caracterizează distorsiunile de frecvenţă cauzate de inductanţa înfăşurării primare a transformatorului.

Când lipseşte shuntul din înfăşurarea secundară a transformatorului, expresia pentru determinarea distorsiunilor de frecvenţă ale circuitului de intrare, la frecvenţele joase, se simplifică:

$$M_i = \sqrt{(1 - ab - cd)^2 + (b + c + d)^2} \qquad \text{(VI.14)}$$

Aici sunt folosite următoarele notaţii:

$$a = \frac{R}{\omega L}; \quad b = \frac{R_1}{\omega L_1}; \quad c = \frac{r_1}{\omega L_1}; \quad d = \frac{R + R_1}{\omega L}. \qquad \text{(VI.15)}$$

Formulele pentru determinarea distorsiunilor de frecvenţă ale circuitului de intrare, la frecvenţe inferioare, sunt deci destul de complicate. Pentru uşurarea alegerii corecte a valorii rezistenţei R_1 care shuntează capul de reproducere şi a valorii necesare a inductanţei înfăşurării primare a transformatorului de intrare, este necesar să se poată determina separat distorsiunile produse de transformator şi cele produse de capul de reproducere. Dar distorsiunile de frecvenţă totale ale circuitului de intrare nu pot fi determinate ca fiind suma distorsiunilor de frecvenţă produse de capul de reproducere şi de transformator. Această sumă se obţine mai mică decât distorsiunile reale, care trebue să se calculeze după formulele (VI.13) sau (VI.14).

Din schema echivalentă a capului shuntat prin rezistenţă (fig. VI.3), se poate determina cu uşurinţă tensiunea la ieşire în banda frecvenţelor joase:

$$U_{1i} = \frac{A \omega R_1}{R + R_1 + j \omega L}. \qquad \text{(VI.16)}$$

Impărţind tensiunea de ieşire obţinută în banda frecvenţelor medii (formula VI.4), prin expresia (VI.16) şi luând modulul acestei valori, determinăm factorul distorsiunilor de frecvenţă, produse de capul de reproducere, la frecvenţele joase:

$$M_{ic} = \sqrt{1 + \left[\frac{R + R_1}{\omega L}\right]^2}. \qquad \text{(VI.17)}$$

Formula (VI.17) are aceiaşi formă ca şi formula pentru determinarea distorsiunilor de frecvenţă, produse de transformatori la frecvenţele joase. Micşorarea rezistenţei R_1, care shuntează capul, cauzează micşorarea distorsiunilor de frecvenţă, dar provoacă în acelaş timp micşorarea tensiunii debitate de cap, după cum rezultă din expresia (VI.4).

Rozolvând formula (VI.17) in raport cu R_1, se obţine formula care permite să se găsească valoarea necesară a rezistenţei de shuntare, când se cunosc parametrii capului şi când sunt date distorsiunile de frecvenţă, la frecvenţa de lucru inferioară:

$$R_1 \leqslant \omega_i L \sqrt{M_{ic}^2 - 1} - R. \qquad \text{(VI.18)}$$

Distorsiunile de frecvenţă, produse de transformator la frecvenţele inferioare, se determină din expresiile obţinute anterior

(II.14) și (IV.1). In aceste formule, în locul rezistenței interne a sursei R, trebue să se substitue R_1. Rezolvând aceste expresii în raport cu L_1, se obțin formulele utile pentru determinarea inductanței necesare a înfășurării primare a transformatorului, în funcție de valoarea propusă a distorsiunilor de frecvență M_{itr} produse de transformator la frecvența de lucru inferioară. Pentru transformatorii cu shunt în înfășurarea secundară obținem:

$$L_1 \geqslant \frac{R_{ei}}{\omega_i \sqrt{M_{itr}^2 - 1}} \tag{VI.19}$$

în care:

$$R_{ei} = \frac{(R_1 + r_1)(r'_2 + R'_2)}{R_1 + r + r'_2 + R'_2} \tag{VI.20}$$

iar pentru transformatorul fără shunt în înfășurarea secundară:

$$L_1 \geqslant \frac{R_1 + r_1}{\omega_i \sqrt{M_{itr}^2 - 1}}. \tag{VI.21}$$

Pentru mărirea tensiunii date de capul de reproducere pe grila de comandă a primului tub al amplificatorului, este convenabil să se ia o valoare cât mai mare a rezistenței R_1. Prin mărirea rezistenței R_1, tensiunea aplicată pe ea de către cap crește proporțional cu valoarea rezistenței, dacă parametrii capului sunt constanți, după cum se vede din formula (VI.4). Raportul de transformare al transformatorului de intrare este invers proporțional cu rădăcina pătrată din valoarea rezistenței sursei de f.e.m., adică din valoarea R_1; rezultă că tensiunea pe grilă este proporțională cu tensiunea debitată de cap și raportul de transformare crește proporțional cu rădăcina pătrată din valoarea rezistenței R_1.

Creșterea tensiunii semnalului pe grila de comandă a primului tub din amplificator micșorează procentajul paraziților și al sgomotelor proprii din amplificator și prin aceasta lărgește gama de reproducere. Mărirea lui R_1 duce la creșterea distorsiunilor de frecvență ale circuitului de intrare, la frecvențele joase. Pentru mărirea gamei de lucru, se admit deobicei, în circuitul de intrare, distorsiuni de frecvență mari la frecvența de lucru inferioară ($5 \div 10$ *db*). Aceasta permite să se ia o valoare mai mare pentru R_1 și astfel să se ridice tensiunea dela grila etajului de intrare. Distorsiunile de frecvență din circuitul de intrare sunt corectate în montajul amplificatorului printr'o reacție dependentă de frecvență, sau prin alte metode.

La calculul circuitului de intrare, dintre distorsiunile de frecvență propuse pentru frecvența de lucru inferioară care sunt

corectate în etajele ulterioare, o mare parte este repartizată capului de reproducere. După distorsiunile de frecvență ale capului se calculează din expresia (VI.18) valoarea admisibilă a rezistenței R_1. După aceasta se propun distorsiunile de frecvență ale transformatorului, la frecvența de lucru inferioară (deobicei 0,5÷2 *db*), se determină rezistența generatorului la frecvențele inferioare și se găsește inductanța necesară a înfășurării primare. Substituind în expresiile (VI.13) sau (VI.14), datele obținute în funcție de faptul dacă transformatorul lucrează cu shunt sau fără shunt, se găsesc distorsiunile de frecvență ale circuitului de intrare la frecvența de lucru inferioară.

§ VI.3. Determinarea celorlalți parametri electrici

Deoarece schemele echivalente pentru frecvențele medii și superioare sunt similare cu schemele corespunzătoare ale transformatorului cu sarcină capacitivă, calculul caracteristicei de frecvență în domeniul frecvențelor superioare, al rezistenței înfășurărilor, al raportului de transformare, al coeficientului de transfer a tensiunii și al altor mărimi, se efectuiază după formulele indicate în capitolul IV. Drept rezistență a sursei se consideră în calcul rezistența R_1, care shuntează capul. Pentru a obține o tensiune cât mai mare a semnalului pe grila primului tub al amplificatorului, este necesar ca transformatorul să se facă fără ascendența caracteristicei la frecvențele superioare, adică să se ia $d_s^2 \geqslant 2$. Dacă trebue să se imprime o pantă caracteristicei la frecvențele superioare, aceasta este mai bine să se realizeze în etajele de amplificare ce urmează.

Deoarece în cazul studiat defazajele nu joacă un rol important, nu indicăm formule pentru calculul lor.

§ VI.4. EXEMPLE DE CALCUL

Pentru ușurarea folosirii formulelor obținute vom da un exemplu de calcul al unui transformator de intrare, pentru un amplificator de magnetofon. Prescripțiile tehnice și parametrii capului sunt următoarele:

Rezistența înfășurării capului de reproducere	$R = 10\ \Omega$
Inductanța înfășurării capului de reproducere	$L = 80$ mH
Frecvența de lucru inferioară	$f_i = 100$ Hz ($\omega_i = 628$)
Frecvența de lucru superioară	$f_s = 6000$ Hz ($\omega_s = 37\,700$)
Distorsiunile de frecvență superioară admisibile la frecvența superioară	$M_{sdb} = -2$ ($M_s = 1{,}26$)
Reducerea amplificării la frecvența de lucru inferioară, corectată în	

etajele ulterioare	circa 6 *db* ($M_i = 2$)
Capacitatea de intrare a tubului cu care lucrează transformatorul	$C_{int} = 10 \mu\mu F$

Shuntul din înfăşurarea secundară a transformatorului nu este obligatoriu.

1. Din cei 6 db admişi pentru distorsiunile de frecvenţă ale circuitului de intrare, la frecvenţa de lucru inferioară, repartizăm pentru distorsiunile de frecvenţă ale capului 4,5 db M_{ic} = 1,68) ; rezistenţa R_1, care shuntează capul, va fi :

$$R_1 = \omega_i L \sqrt{M_{ic}^2 - 1} - R = 628 \cdot 0{,}08 \sqrt{1{,}68^2 - 1} - 10 \approx 57 \, \Omega.$$

2. Luând un factor de utilizare = 0,9, găsim rezistenţa înfăşurărilor transformatorului :

$$r_1 = r'_2 = \frac{R_1}{2}\left(\frac{1}{\xi^2} - 1\right) = \frac{57}{2}\left(\frac{1}{0{,}9^2} - 1\right) = 6{,}7 \, \Omega.$$

3. Deoarece shuntul din înfăşurarea secundară lipseşte, nu trebue să se determine rezistenţa generatorului echivalent la frecvenţele inferioare R_{ei}, iar, inductanţa necesară a înfăşurării primare a transformatorului se va determina din expresia (VI. 21). Presupunând distorsiunile de frecvenţă ale transformatorului, la frecvenţa inferioară, egale cu — 1 db M_{itr} = 1,122), determinăm după expresia indicată inductanţa înfăşurării primare :

$$L_1 = \frac{R_1 + r_1}{\omega_i \sqrt{M_{itr}^2 - 1}} = \frac{57 + 6{,}7}{628 \sqrt{1{,}122^2 - 1}} \approx 0{,}2 \text{ H}$$

4. Găsim coeficienţii auxiliari a ,b, c, d, necesari pentru calculul distorsiunilor de frecvenţă ale circuitului de intrare cu transformator fără shunt :

$$a = \frac{R}{\omega_i L} = \frac{10}{628 \cdot 0{,}08} = 0{,}199; \; \text{b} = \frac{R_1}{\omega_i L_1} = \frac{57}{628 \cdot 0{,}2} = 0{,}453$$

$$c = \frac{r_1}{\omega_i L_1} = \frac{6{,}7}{628 \cdot 0{,}2} = 0{,}0533; \; \text{b} = \frac{R + R_1}{\omega_i L} = \frac{10 + 57}{628 \cdot 0{,}08} = 1{,}335$$

5. Determinăm distorsiunile de frecvenţă ale circuitului de intrare, la frecvenţa de lucru inferioară, după formula dedusă pentru transformatorul fără shunt :

$$M_i = \sqrt{(1 - ab - cd)^2 + (b + c + d)^2} =$$

$$= \sqrt{(l - 0{,}199 \cdot 0{,}453 - 0{,}0533 \cdot 1{,}335)^2 + (0{,}453 + 0{,}0533 + 1{,}335)^2} \approx 2.$$

$$M_{idb} = - 20 \lg 2 \approx 6 \; db.$$

Astfel, distorsiunile de frecvenţă ale circuitului de intrare satisfac condiţia propusă, deci calculul poate continua, fără modificări.

6. Determinăm capacitatea totală care încarcă înfăşurarea secundară a transformatorului considerând capacitatea montajului C_m = 15 $\mu\mu F$ şi capaci-

tatea proprie a transformatorului $C_{tr} = 35\ \mu\mu F$ (din cauza dimensiunilor lui reduse):

$$C = C_{int} + C_{tr} + C_m = 10 + 35 + 15 = 60\ \mu\mu F.$$

Dimensiunile reduse ale transformatorului sunt necesare pentru micşorarea cuplajelor parazite produse de transformatorul de reţea, de motor şi de alte piese ale aparatului. Pentru a reduce dimensiunile transformatorului, se foloseşte pentru miezul acestui transformator permalloy cu o permeabilitate iniţială mai mare (vezi § XIV. 3).

7. Rezistenţa generatorului la frecvenţele superioare va fi:

$$R_s = R_1 + r_1 + r'_2 = 57 + 6{,}7 + 6{,}7 = 70{,}4\ \Omega.$$

8. Determinăm inductanţa de scăpări a transformatorului, astfel încât caracteristica de frecvenţă să fie fără ascendenţă la frecvenţele superioare $d_s^2 = 2$), adică transformatorul să nu producă un maxim de tensiune:

$$L_s = \frac{R_s}{\sqrt{2}\,\omega_s} \sqrt[4]{M_s^2 - 1} = \frac{70{,}4}{1{,}414 \cdot 37\,700} \sqrt[4]{1{,}26^2 - 1} = 0{,}00115\ \mathrm{H}$$

9. Calculăm raportul de transformare:

$$n = \frac{w_2}{w_1} = \sqrt{\frac{d_s^2 L_s}{R_s^2 C}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 0{,}00115}{7{,}04^2 \cdot 60 \cdot 10^{-12}}} = 88.$$

10. Rezistenţa înfăşurării secundare nu trebue să fie mai mare decât:

$$r_2 = r'_2 n^2 = 6{,}7 \cdot 88^2 = 52000\ \Omega.$$

Rezistenţa reală va fi mult sub această valoare şi se va determina la calculul constructiv al transformatorului.

11. In lipsa shuntului coeficientul de transfer al tensiunii este egal cu raportul de transformare:

$$k_0 = n = 88$$

12. Coeficientul de scăpări se obţine din:

$$\sigma = \frac{L_s}{L_1} = \frac{0{,}00115}{0{,}2} = 0{,}00575$$

Pentru transformatorul cu miez din permalloy, acest coeficient de scăpări este mare. Pentru obţinerea acestui coeficient de scăpări, înfăşurările trebue aşezate alături şi nu una deasupra celeilalte, cum se face deobicei (vezi § XV. 2).

CAPITOLUL VII

TRANSFORMATORII ALIMENTAŢI DE O SURSĂ CU REACTANŢĂ CAPACITIVA

§ VII.1. Schema echivalentă

Dintre transformatorii alimentaţi de o sursă cu reactanţă capacitivă, fac parte transformatorii care lucrează în montajul cu rezistenţe şi transformatori (fig. VII.1). Condensatorul de blocaj C_1 se ia cu o astfel de valoare, încât la frecvenţele de lucru medii şi înalte, reactanţa lui să fie neînsemnată în comparaţie cu a altor elemente ale schemei. La frecvenţele inferioare, reactanţa lui creşte şi are o mare influenţă asupra caracteristicei de frecvenţă şi de fază a schemei. Impedanţa sursei (care pentru transformator este circuitul serie constituit din condensatorul de blocaj şi tubul etajului shuntat prin rezistenţa R_1), la frecvenţele inferioare este aproape pur capacitivă.

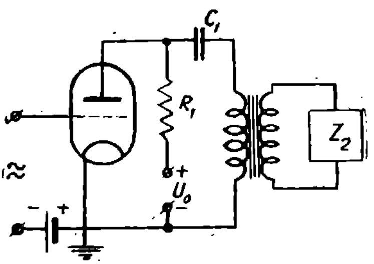


Fig. VII.1. Schema de principiu a etajului cu rezistenţă şi transformator.

Sarcina transformatorului alimentat de o sursă cu reactanţă capacitivă poate fi diferită. Ea poate avea în domeniul frecvenţelor superioare un caracter rezistiv, inductiv sau capacitiv. Schema echivalentă completă pentru acest caz este indicată în fig. VII.2.

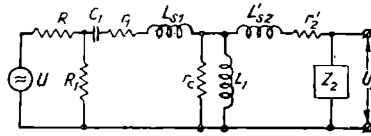


Fig. VII.2. Schema echivalentă completă a etajului cu rezistenţă şi transformator.

In banda frecvenţelor medii şi inferioare, sarcina sau este rezistivă sau lipseşte. Deaceea schemele echivalente pentru frecvenţele medii şi inferioare sunt identice pentru toate genurile de sarcini; ele sunt reprezentate în fig. VII.3 şi VII.4. In domeniul

frecvenţelor superioare, după cum s'a spus, sarcina poate avea un caracter diferit în timp ce impedanţa sursei devine pur rezistivă. Deaceea schemele pentru frecvenţele superioare diferă între ele în funcţie de sarcină (cele trei tipuri), dar ele nu diferă de schemele echivalente ale transformatorului cu sarcină rezistivă, inductivă şi capacitivă, alimentat de o sursă rezistivă.

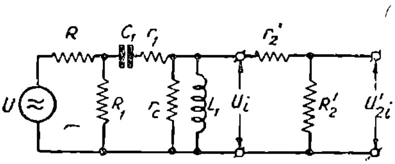


Fig. VII.3. Schema echivalentă a etajului cu rezistentă şi transformator, pentru frecvenţele inferioare.

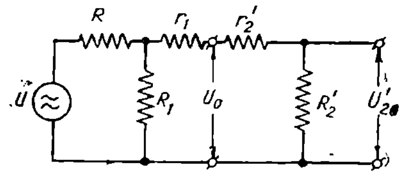


Fig. VII.4. Schema echivalentă a etajului cu rezistenţă şi transformator, pentru frecvenţele medii.

Aceste scheme sunt reprezentate în fig. II.7, III.4 şi IV.2.

§ VII.2. Caracteristicele de frecvenţă şi de fază în banda frecvenţelor inferioare şi determinarea inductanţei necesare a înfăşurării primare

Pentru simplificarea analizei raportăm schemele din fig. VII.3 şi VII.4 la generatorul echivalent şi introducem notaţiile:

$$U_e = U \frac{R_1}{R + R_1}; \qquad \text{(VII.1)}$$

$$R_i = R \frac{R_1}{R + R_1} + r_1 . \qquad \text{(VII.2)}$$

După aceasta, schemele vor lua forma reprezentată în fig. VII.5. şi VII.6.

Factorul distorsiunilor de frecvenţă, la frecvenţele inferioare, conform fig. VII.5 şi VII.6 este;

$$M_i = \frac{U'_{20}}{U'_{2i}} \qquad \text{(VII.3)}$$

Inlocuim, pentru simplificarea deducţiilor, tensiunile U'_{20} şi U'_{21} prin tensiunile U_0 şi U_i, cu care sunt proporţionale:

$$M_i = \frac{U'_{20}}{U'_{2i}} = \frac{U_0}{U_i} \qquad \text{(VII.4)}$$

Conform fig. VII.5 tensiunea U_i este :

$$U_i = \frac{U_e}{1 + \frac{Z_1}{Z_2}} \qquad \text{(VII.5)}$$

în care :

$$Z_1 = R_i - \frac{j}{\omega C_1}; \quad \frac{1}{Z_2} = \frac{1}{r'_2 + R'_2} - \frac{j}{\omega L_1} \qquad \text{(VII.6)}$$

Inlocuind cu expresia (VII.5) Z_1 şi $\frac{1}{Z_2}$ prin valorile lor din expresia (VII 6) se obţine :

$$U_i = \frac{U_e}{1 + \frac{R_i}{r'_2 + R'_2} - \frac{1}{\omega^2 L_1 C_1} - j\left[\frac{1}{\omega C_1 (r'_2 + R'_2)} + \frac{R_i}{\omega L_1}\right]} \qquad \text{(VII.7)}$$

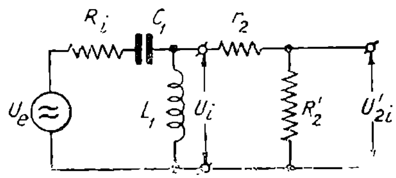


Fig. VII.5. Schema echivalentă simplificată a etajului cu rezistenţă şi transformator, pentru frecvenţele inferioare.

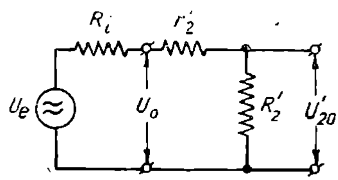


Fig. VII.6. Schema echivalentă simplificată a etajului cu rezistenţă şi transformator, pentru frecvenţele medii.

Tensiunea U_o (fig. VII.6) se va determina din expresia :

$$U_o = U_e \frac{r'_2 + R'_2}{R_i + r'_2 + R'_2} \qquad \text{(VII.8)}$$

Substituind în expresia (VII.4) valorile tensiunilor U_o şi U_i rezultă că :

$$M_i = \frac{r'_2 + R'_2}{R_i + r'_2 + R'_2}\left[1 + \frac{R_i}{r'_2 + R'_2} - \frac{1}{\omega^2 L_1 C_1} - j\left(\frac{1}{\omega C_1 (r'_2 + R'_2)} + \frac{R_i}{\omega L_1}\right)\right] \qquad \text{(VII.9)}$$

Pentru simplificarea rezultatului obţinut introducem notaţiile :

$$\alpha_i = \frac{r'_2 + R'_2}{R_i} \qquad \text{(VII.10)}$$

$$A_i = \frac{\alpha_i}{1+\alpha_i} \qquad \text{(VII.11)}$$

$$\rho_i = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \qquad \text{(VII.12)}$$

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} \qquad \text{(VII.13)}$$

$$\omega'_1 = \omega_1 \sqrt{A_i} = \sqrt{\frac{A_i}{L_1 C_1}} \qquad \text{(VII.14)}$$

$$p_i = \frac{\omega'_1}{\omega} = \frac{1}{\omega}\sqrt{\frac{A_i}{L_1 C_1}} \qquad \text{(VII.15)}$$

$$d_i = \sqrt{A_i}\left(\frac{1}{r'_2 + R'_2}\sqrt{\frac{L_1}{C_1}} + R_i\sqrt{\frac{C_1}{L_1}}\right) =$$

$$= \sqrt{A_i}\left(\frac{\rho_i}{\alpha_i R_i} + \frac{R_i}{\rho_i}\right) \qquad \text{(VII.16)}$$

Substituind aceste notații în expresia (VII.9), obținem prin transformări simple:

$$M_i = 1 - p_i^2 - j p_i d_i \qquad \text{(VII.17)}$$

De aici, modulul coeficientului distorsiunilor de frecvență ale etajului cu rezistență și transformator, în banda frecvențelor inferioare, va fi:

$$M_i = \sqrt{(1 - p_i^2)^2 + p_i^2 d_i^2} \qquad \text{(VII.18)}$$

Comparând expresia obținută cu ecuația caracteristicei de frecvență a transformatorului cu sarcină capacitivă, în domeniul frecvențelor superioare (IV.18), se poate vedea că ele sunt identice, cu excepția indicilor coeficienților. Deoarece coeficienții adoptați mai sus pentru substituire diferă puțin de coeficienții adoptați în paragraful IV.3, se pot trage următoarele concluzii:

1. Coeficientul p_i este invers proporțional cu frecvența; deaceea formula obținută este convenabilă pentru determinarea caracteristicei de frecvență a etajului cu rezistență și transformator, la frecvențele inferioare.

2. Panta caracteristicei de frecvență depinde numai de valoarea coeficientului de atenuare d_i. Printr'o alegere judicioasă a acestui coeficient se poate obține o caracteristică de frecvență cu orice ascendență în banda frecvențelor inferioare ($d_i^2 < 2$), precum și fără ascendență ($d_i^2 \geqslant 2$).

3. Pentru asigurarea posibilității obținerii ascendenței propuse a caracteristicei coeficientul α_i trebue să fie mai mic decât o anumită valoare.

4. Dacă α_i are o valoare mai mare decât cea critică, ascendența propusă a caracteristicei de frecvență poate fi obținută în cazul a două valori pentru ρ_i, adică la două valori diferite ale inductanței înfășurării primare și ale capacității condensatorului de blocaj.

5. Pulsația amplificării maxime este totdeauna mai mare decât pulsațiile ω_1 și ω'_1. In cazul caracteristicei cu ascendență trebue să se considere ca pulsație inferioară de lucru ω_i, pulsația amplificării maxime $\omega_{i\,max}$ (fig. VII.7). In cazul caracteristicei fără ascendență, trebue să se considere pulsația la care distorsiunile de frecvență echivalează valoarea produsă.

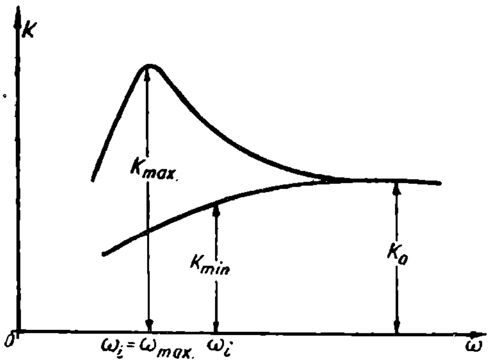


Fig. VII.7. Limita inferioară a benzii de lucru a etajului cu rezistență și transformator.

Caracteristicele de frecvență generalizate ale etajului cu rezistență și transformator pentru frecvențele inferioare sunt indicate în fig. VII.8.

Din cauza analogiei ecuațiilor (IV.18) și (VII.18), aproape întreaga analiză efectuată în § IV.3 poate fi aplicată în cazul de față. Deaceea, fără a repeta deducerile, vom da formulele principale necesare pentru determinarea coeficienților auxiliari, precum și formulele necesare pentru calculul inductanței înfășurării primare, a capacității condensatorului de blocaj (de separație) și formulele necesare obținerii caracteristicei de frecvență propuse.

Raportul pulsației ω'_1 față de pulsația amplificării maxime este:

$$p_{i\max} = \frac{\omega'_1}{\omega_{i\max}} = \sqrt{1 - \frac{d_i^2}{2}} \tag{VII.19}$$

Valoarea minimă a lui M_i, care caracterizează ascendența caracteristicei de frecvență, este:

$$M_{i\min} = \sqrt{d_i^2 - \frac{d_i^4}{4}} \tag{VII.20}$$

Valoarea necesară d_i^2 pentru obținerea ascendenței propuse a caracteristicei, la frecvențele inferioare, este:

$$d_i^2 = 2 - 2\sqrt{1 - M_i^2} \tag{VII.21}$$

Valoarea necesară d_i^2 poate fi calculată deasemenea după curba din fig. IV.5, care se aplică și în cazul de față.

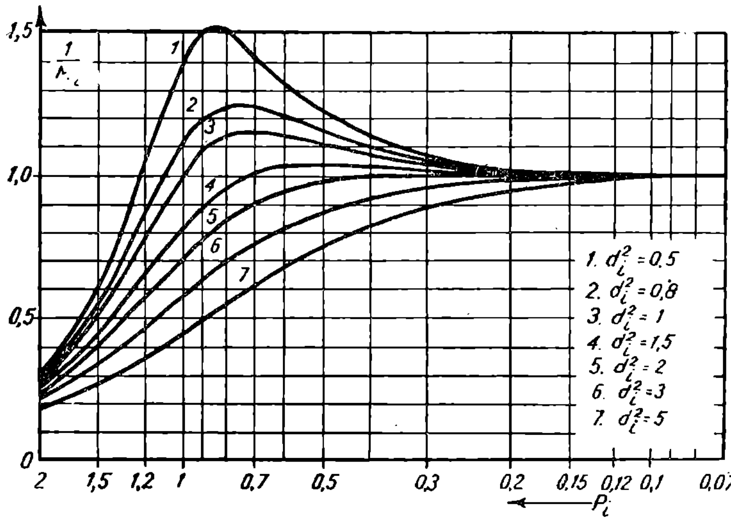


Fig. VII.8. Caracteristicele de frecvență generalizate pentru montajul cu rezistență și transformator, in banda frecvențelor inferioare.

Condiția atenuării minime a circuitului, pentru transformatorul cu shunt în înfășurarea secundară, este:

$$\frac{\rho_i}{R_i} = \sqrt{\alpha_i}\,. \tag{VII.22}$$

Prin aceasta, valoarea coeficientului minim de atenuare este:

$$d_{i\,\min} = \sqrt{\frac{4}{1 + \alpha_i}} \tag{VII.23}$$

Valoarea minimă admisibilă pentru α_i, la ascendența propusă a caracteristicei (d_i^2 fiind propus), va fi:

$$\alpha_i = \frac{4}{d_i^2} - 1\,. \tag{VII.24}$$

mpedanţa caracteristică a circuitului ρ_i, necesară pentru obţinerea caracteristicei propuse a transformatorului cu shunt în înfăşurarea secundară, este:

$$\rho_i = \frac{\alpha_i d_i R_i}{2\sqrt{A_i}}\left(1 \qquad \sqrt{1 - \frac{4}{d_i^2(1+\alpha_i)}}\right). \qquad \text{(VII.25)}$$

Dacă shuntul din înfăşurarea secundară a transformatorului lipseşte, impedanţa caracteristică este:

$$\rho_i = \frac{R_i}{d_i} \qquad \text{(VII.26)}$$

Impedanţa necesară a înfăşurării primare L_1 şi capacitatea condensatorului de blocaj C_1, pentru caracteristica cu ascendenţa propusă, se pot calcula din expresiile ce se obţin cu uşurinţă substituind în expresia (VII.19) valoarea ω'_1 din expresia (VII.14) şi rezolvând în raport cu L_1 şi C_1. Aceste expresii, pentru transformatorii cu shunt, au forma:

$$L_1 = \frac{\rho_i \sqrt{A_i}}{\omega_i \sqrt{1 - \frac{d_i^2}{2}}}; \qquad \text{(VII.27)}$$

$$C_1 = \frac{\sqrt{A_i}}{\omega_i \rho_i \sqrt{1 - \frac{d_i^2}{2}}}. \qquad \text{(VII.28)}$$

Prin formulele (VII.27) şi (VII.28) pot fi obţinute două valori L_1 şi C_1, corespunzătoare celor două valori posibile ale lui ρ_i. Totuşi, în majoritatea cazurilor este mai avantajos din punct de vedere economic să se ia în faţa radicalului din formula (VII.25) semnul minus, adică să se adopte valoarea mai mică pentru ρ_i. Prin aceasta inductanţa înfăşurării primare a transformatorului se obţine mai mică, ceeace face ca transformatorul să fie mai compact şi mai ieftin. Totodată se măreşte capacitatea condensatorului de blocaj, dar datorită costului său redus în comparaţie cu al transformatorului, costul total al ambelor piese este mai mic.

In lipsa shuntului în înfăşurarea secundară a transformatorului, formulele pentru determinarea inductanţei înfăşurării

primare şi a capacităţii condensatorului de blocaj, în cazul caracteristicei cu ascendenţa propusă, dau o singură valoare:

$$L_1 = \frac{R_i}{\omega_i \sqrt{d_i^2 - \frac{d_i^4}{2}}}; \qquad \text{(VII.29)}$$

$$C_1 = \frac{1}{\omega_i R_i \sqrt{\frac{1}{d_i^2} - 0{,}5}}. \qquad \text{(VII.30)}$$

Când caracteristica de frecvenţă nu trebue să prezinte o creştere în banda frecvenţelor inferioare, coeficientul d_i^2 trebue să se ia egal cu 2. La valori mai mari pentru d_i^2 şi la aceeaşi limită inferioară a benzii, produsul L_1 C_1 se măreşte, ceeace este dăunător din punct de vedere economic. Substituind $d_i^2 = 2$ în relaţia (VII.18), şi explicitând în funcţie de p_i, găsim:

$$p = \frac{1}{\omega}\sqrt{\frac{A_i}{L_1 C_1}} = \frac{\rho_i \sqrt{A_i}}{\omega L_1} = \frac{\sqrt{A_i}}{\omega C_1 \rho_i} = \sqrt[4]{M_i^2 - 1}\,. \qquad \text{(VII.31}$$

De aici se pot obţine cu uşurinţă formulele de calcul pentru transformatorul shuntat, fără creşterea caracteristicei de frecvenţă la frecvenţele inferioare:

$$L_1 = \frac{\rho_i \sqrt{A_i}}{\omega_i \sqrt[4]{M_i^2 - 1}}; \qquad \text{(VII.32)}$$

$$C_1 = \frac{\sqrt{A_i}}{\omega \rho_i \sqrt[4]{M_i^2 - 1}} \qquad \text{(VII.33}$$

şi pentru transformatorul neshuntat, fără creşterea caracteristicei:

$$L_1 = \frac{0{,}707\ R_i}{\omega \sqrt[4]{M_i^2 - 1}}; \qquad \text{(VII 34)}$$

$$C_1 = \frac{1{,}414}{\omega_i R_i \sqrt[4]{M_i^2 - 1}}. \qquad \text{(VII.35)}$$

Schema cu rezistenţă şi transformator permite să se reducă simţitor inductanţa înfăşurării primare a transformatorului, la aceiaşi limită inferioară

a frecvenţelor. Presupunând, de exemplu că $R_i = R_{ei} = 10\,000\ \Omega$, $\omega_i = 500$, $M_i = 1{,}122$, rezultă că în cazul schemei obişnuite, inductanţa trebue să fie conform expresiei (II. 15):

$$L_1 \geqslant \frac{R_{ei}}{\omega_i \sqrt{M_i^2 - 1}} = \frac{10\,000}{500\sqrt{1{,}122^2 - 1}} = 39{,}2\ \text{H}\ .$$

Pentru schema cu rezistenţă şi transformator, cu caracteristica fără ascendenţă, inductanţa se determină din expresia (VII. 34)

$$L_1 = \frac{0{,}707\ R_i}{\omega_i \sqrt[4]{M_i^2 - 1}} = \frac{0{,}707 \cdot 10\,000}{500\sqrt[4]{1{,}122^2 - 1}} = 19{,}8\ \text{H},$$

adică inductanţa necesară va fi de două ori mai mică, şi prin urmare şi constanta de timp necesară a înfăşurării primare a transformatorului τ_1 va fi tot de două ori mai mică (rezistenţa înfăşurării primare este identică în ambele cazuri, deoarece $R_{ei} = R_i$).

In schema cu rezistenţă şi transformator dimensiunile şi costul transformatorului se micşorează încă, în comparaţie cu schema simplă obişnuită, datorită faptului că aici miezul transformatorului nu este magnetizat în permanenţă. Lipsa magnetizării permanente măreşte permeabilitatea magnetică dinamică a miezului, ceeace permite să se reducă dimensiunile sale. Aceasta desigur numai în cazurile când dimensiunile transformatorului sunt determinate de caracteristica lui de frecvenţă şi nu de inducţia maximă.

Dacă inducţia maximă depăşeşte câţiva gauşi, inductanat înfăşurării primare a transformatorului cu miez din tole de material magnetic depinde în mare măsură de inducţia din miez. In transformatorii cu inducţia maximă de ordinul a mai multe mii de gauşi, raportul variaţei inductanţei înfăşurării, faţă de variaţia amplitudinii tensiunii aplicate transformatorului, atinge valori de 5÷10. La tensiuni mici, corespunzătoare inducţiilor de circa 1 gauss, inductanţa înfăşurării este minimă; când tensiunea creşte, inductanţa creşte şi ea, şi atinge valoarea maximă la o inducţie de aproximativ 3000 ÷ 7000 gauşi, în funcţie de calitatea materialului magnetic. Dacă tensiunea creşte mai departe, inductanţa scade. Acest fapt provoacă limitări în folosirea corecţiei caracteristicei de frecvenţă, la frecvenţele inferioare, cu ajutorul schemei cu rezistenţă şi transformator.

Dacă transformatorul unui montaj cu rezistenţă şi transformator funcţionează cu inducţii maxime în miez mari atunci în cazul variaţiei amplitudinii semnalului inductanţa înfăşurării primare va varia şi ea mult.

Rezultă că în banda frecvenţelor inferioare caracteristica de frecvenţă a etajului va diferi, după diferitele tensiuni aplicate (fig. VII.9). In cazul amplitudinilor mici, din cauza atenuării mari produse de valoarea redusă a lui L_1, ascendenţa este redusă sau lipseşte complect. Prin mărirea tensiunii semnalului, inductanţa se măreşte, atenuarea se reduce, iar vârful se măreşte, depla-

sându-se spre frecvențele joase. Dacă amplitudinea semnalului continuă să crească, reducerea inductanței și creșterea pierderilor în miez diminuiază sau anihilează ascendența și îngustează din nou banda de lucru a etajului. Variația amplificării poate atinge astfel la unele frecvențe 5 db și chiar mai mult.

Pentru a evita neajunsul indicat, este necesar ca schema cu rezistență și transformator să se folosească numai în etajele de amplificare în care amplitudinea semnalului amplificat este redusă, iar inducția în miez nu depășește câțiva gauși. Numai astfel se elimină neajunsul arătat.

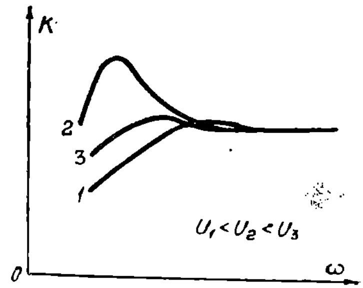


Fig. VII.9. Caracteristicele de frecvență ale schemei cu rezistență și transformator, în banda frecvențelor inferioare, pentru diferite amplitudini ale semnalului.

Schema cu rezistență și transformator poate fi folosită și în cazurile când inducția în miez atinge valori mari; pentru ca la variatia amplitudinei semnalului, caracteristica de frecvență să nu aibă o variație pronunțată, inductanța înfășurării primare se calculează după formele obișnuite: formula (II 15) pentru transformatorul cu shunt la înfășurarea secundară și (IV.3) pentru transformatorii fără shunt. Capacitatea condensatorului de blocaj va avea în acest caz aproximativ valoarea:

$$C_I = (5 \div 10)\frac{L_1}{R_i^2} \qquad \text{(VII 36)}$$

va fi deci funcție de amplitudinea inducției maxime și va crește odată cu inducția. Printr'o astfel de alegere a elementelor, transformatorul se obține aperiodic, iar caracteristica variază relativ puțin la variația amplitudinei semnalului aplicat. Această variantă trebue utilizată doar în caz de extremă necesitate, deoarece ea costă mai scump decât schema simplă (aceiași inductanță a înfășurării primare și în plus condensatorul de blocaj).

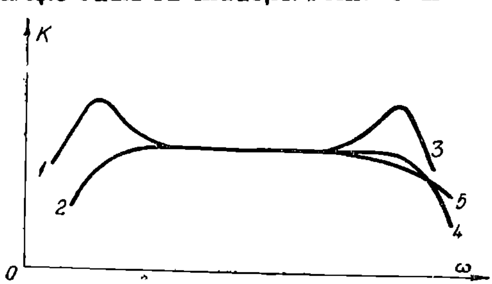


Fig. VII.10. Caracteristicele de frecvență ale montajului cu rezistență și transformator: 1) $d_i^2 < 2$; 2) $d_i^2 = 2$; 3) sarcină capacitivă $d_s^2 < 2$; 4) idem $d_s^2 = 2$; 5) sarcină rezistivă.

Aspectul general al caracteristicei de frecvență a transformatorului alimentat de o sursă cu reactanță capacitivă depinde atât de factorul de atenuare la frecvențele inferioare d_i, cât și de felul sarcinii transformatorului, în zona frecvențelor superioare. Pentru cazurile indicate caracteristicele de frecvență sunt date în fig. VII.10.

Ecuația caracteristicei de fază, în zona frecvențelor inferioare, pentru transformatorul alimentat de o sursă cu reactanță capacitivă, se poate obține cu ușurință din expresia (VII.7), făcând numitorul real și luând raportul părții imaginare a numărătorului față de partea reală. După substituirea notațiilor (VII.10) ÷ (VII.16) ecuația ia forma:

$$\operatorname{tg} \varphi_i = \frac{p_i d_i}{1 - p_i^2} \quad \text{(VII.37)}$$

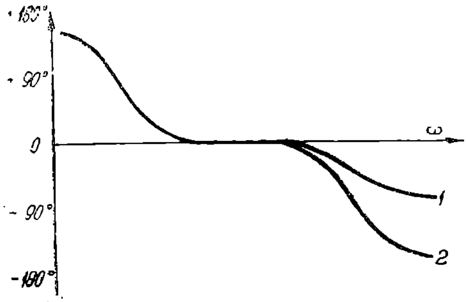


Fig. VII.11. Caracteristicele de fază ale montajului cu rezistență și transformator: 1) sarcină rezistivă în banda frecvențelor superioare; 2) sarcină capacitivă în banda frecvențelor superioare.

Ca și la transformatorul cu sarcină capacitivă, la frecvențele superioare defazajul poate atinge 180°. În cazul de față este însă pozitiv, adică tensiunea la ieșire este în avans față de tensiunea de intrare, iar defazajul crește la micșorarea frecvenței. Aspectul general al caracteristicei de fază a transformatorului, alimentat de o sursă cu reactanță capacitivă și cu sarcină variabilă în zona frecvențelor superioare, este reprezentat în fig. VII.11.

§ VII.3. Determinarea celorlalți parametri electrici

După cum s'a indicat în paragraful VII.1 schemele echivalente, la frecvențele superioare, ale transformatorului alimentat de o sursă cu reactanță capacitivă, depind de felul sarcinei la frecvențele superioare. Aceste scheme nu diferă de schemele corespunzătoare ale transformatorului alimentat de o sursă rezistivă și deaceea calculul caracteristicelor de frecvență și de fază la frecvențele superioare, a inductanței de scăpări, a rezistenței înfășurărilor, și a raportului de transformare se face:

a) în cazul unei sarcini rezistive, după formulele și indicațiile din capitolul II;

b) In cazul unei sarcini inductive, după formulele şi indicaţiile din capitolul III;

c) în cazul unei sarcini capacitive, după formulele şi indicaţiile din capitolul IV.

In locul rezistenţei interne R a sursei, în toate formulele de calcul trebue să se substitue R' care are valoarea:

$$R' = R\frac{R_1}{R+R_1} \qquad \text{(VII. 38}$$

Dacă rezistenţa R a sursei este mult mai mare decât R_1, ceeace are loc de exemplu în cazul etajului cu tuburi pe ecran, atunci expresia (VII.38) se transformă în:

$$R' = R_1 \qquad \text{(VII.39)}$$

In cazul sarcinii rezistive sau inductive, coeficientul de transfer al transformatorului se determină din expresia:

$$k_0 = \frac{R_1}{R+R_1} n\eta \frac{R_a}{R_1+R_a} = \frac{R_1}{R+R_1} \cdot \frac{n}{\frac{n^2R'}{R_2}+\frac{1}{\eta}} \qquad \text{(VII.40)}$$

iar factorul de amplificare al etajului:

a) în cazul etajului cu triodă:

$$K_0 = \frac{R_1}{R+R_1} \mu n\eta \frac{R_a}{R'+R_a} = \frac{R_1}{R+R_1} \frac{\mu n}{\frac{n^2R'}{R_2}+\frac{1}{\eta}} \qquad \text{(VII.41)}$$

b) în cazul etajului cu lampă cu ecran:

$$K_0 = SR_1 n\eta \frac{R_a}{R_1+R_a} = \frac{SR_1 n}{\frac{n^2R_1}{R_2}+\frac{1}{\eta}} \qquad \text{(VII.42)}$$

In cazul sarcinii capacitive, coeficientul de transfer este:

a) pentru transformatorul cu shunt:

$$k_0 = \frac{R_1}{R+R_1} nA_s \qquad \text{(VII.43)}$$

b) pentru transformatorul fără shunt:

$$k_0 = \frac{nR_1}{R+R_1} \qquad \text{(VII.44}$$

Factorul de amplificare al etajului cu transformator cu shunt este:

a) pentru etajul cu triodă:

$$K_0 = \frac{R_1}{R + R_1} \mu n A_s \qquad \text{(VII.45)}$$

b) pentru etajul cu lampă ecranată:

$$K_0 = S R_1 n A_s \qquad \text{(VII.46)}$$

Factorul de amplificare al etajului cu transformator fără shunt este:

a) pentru etajul cu triodă:

$$K_0 = \frac{R_1}{R + R_1} \mu n \qquad \text{(VII.47)}$$

b) pentru etajul cu tub cu ecran:

$$K_0 = S R_1 n \qquad \text{(VII.48)}$$

§ VII.4. EXEMPLE DE CALCUL

Pentru uşurarea folosirii expresiilor obţinute vom da două exemple caracteristice pentru calculul unui transformator alimentat de o sursă cu reactanţă capacitivă.

Exemplul 1. Să se calculeze parametrii electrici ai unui transformator de intrare a cărui caracteristică de frecvenţă să prezinte un maxim la frecvenţele inferioare, datorit condensatorului de blocaj legat în punctul median al înfăşurării primare şi un maxim la frecvenţele superioare, datorit rezonanţei inductanţei de scăpări. Prescripţiile tehnice şi datele iniţiale sunt:

Rezistenţa interioară a sursei de f.e.m.	$R = 600\,\Omega$
Frecvenţa de lucru inferioară	$f_i = 30$ Hz ($\omega_i = 188{,}5$)
Frecvenţa de lucru superioară	$f_s = 12000$ Hz ($\omega_s = 75400$)
Creşterea caracteristicei, la frecvenţa de lucru inferioară	$M_{idb} = 3$
Creşterea caracteristicei, la frecvenţa de lucru superioară	$M_{sdb} = 6$
Capacitatea de intrare a lămpii, cu care lucrează transformatorul	$C_{int} = 50\mu\mu F$
Rezistenţa în derivaţie	R_1 = lipseşte
Transformatorul trebue să aibă shunt în înfăşurarea secundară pentru îmbunătăţirea stabilităţii funcţionării etajului	

1. Distorsiunile de frecvenţă la frecvenţele superioare şi inferioare sunt:

$$M_i = 10^{-\frac{3}{20}} = 0{,}707; \; M_s = 10^{-\frac{6}{20}} = 0{,}5.$$

2. Calculăm valorile d_i^2 şi d_s necesare obţinerii creşterilor propuse pentru caracteristica de frecvenţă la frecvenţele superoare şi inferioare:

$$d_i^2 = 2 - 2\sqrt{1 - M_i^2} = 2 - 2\sqrt{1 - 0{,}707^2} = 0{,}586$$

$$d_s^2 = 2 - 2\sqrt{1 - M_s^2} = 2 - 2\sqrt{1 - 0{,}5^2} = 0{,}265$$

3. Deoarece conform condiţiei transformatorul trebue să aibă shunt în înfăşurarea secundară, determinăm valorile minime admisibile , pentru care este posibilă realizarea caracteristicei de frecvenţă propusă:

$$\alpha_{i\ min} = \frac{4}{d_i^2} - 1 = \frac{2}{0{,}586} - 1 = 5{,}82$$

$$\alpha_{s\ min} = \frac{4}{d_s^2} - 1 = \frac{4}{0{,}265} - 1 = 14{,}1$$

4. Presupunând $\alpha_s = 15$, pentru a satisface ambele condiţii se trece la determinarea rezistenţei înfăşurărilor transformatorului. Deoarece în schema calculată rezistenţa R_l lipseşte, adică este infinită, rezistenţa interioară R' a circuitului dela care este alimentat transformatorul este egală cu rezistenţa interioară a sursei, adică cu 600 . Presupunând un coeficient de utilizare = 0,85, pentru obţinerea creşterii maxime a tensiunii determinăm rezistenţa înfăşurărilor:

$$r_1 = r_2 = \frac{R'}{2}\left(\frac{1}{\xi^2} - 1\right) = \frac{600}{2}\left(\frac{1}{0{,}85^2} - 1\right) = 115\,\Omega$$

5. Rezistenţa generatorului la frecvenţele superioare este:

$$R_s = R' + r_1 + r'_2 = 600 + 115 + 115 = 830\,\Omega$$

6. Rezistenţa shuntului, raportată la înfăşurarea primară, este:

$$R'_2 = \alpha_s R_s = 15 \cdot 830 = 12450\,\Omega$$

7. Coeficientul A_s este:

$$A_s = \frac{\alpha_s}{1 + \alpha_s} = \frac{15}{1 + 15} = 0{,}938$$

8. Calculăm valoarea impedanţei caracteristice la frecvenţele superioare necesară pentru obţinerea creşterii propuse a caracteristicei de frecvenţă, luând înaintea radicalului semnul minus, pentru a obţine o amplificare mai mare:

$$\rho_s = \frac{\alpha_s d_s R_s}{2\sqrt{A_s}}\left(1 - \sqrt{1 - \frac{4}{d_s^2(1 + \alpha_s)}}\right) =$$

$$= \frac{15 \cdot \sqrt{0{,}265} \cdot 830}{2\sqrt{0{,}938}}\left(1 - \sqrt{1 - \frac{4}{0{,}265(1 + 15)}}\right) = 2510\,\Omega$$

9. Determinăm valoarea necesară a inductanței de scăpări:

$$L_s = \frac{\rho_s \sqrt{1 - \frac{d_s^2}{2}}}{\omega_s \sqrt{A_s}} = \frac{2510 \sqrt{1 - \frac{0,265}{2}}}{75400 \cdot \sqrt{0,938}} = 0,0324\,\mathrm{H} = 32,4\,\mathrm{mH} .$$

10. Calculăm capacitatea totală care încarcă înfășurarea secundară a transformatorului, presupunând capacitatea montajului $C_m = \%20\,\mu\mu F$, capacitatea proprie a transformatorului $C_{tr} = 40\,\mu\mu F$ și capacitatea condensatorului suplimentar, conectat în înfășurarea secundară pentru reglarea montajului, $C_a = 30\,\mu\mu F$:

$$C = C_{int} + C_{tr} + C_m + C_a = 50 + 40 + 20 + 30 = 144\ \mu\mu F$$

11. Raportul de transformare este:

$$n = \frac{w_2}{w_1} = \frac{\sqrt{1 - \frac{d_s^2}{2}}}{\omega_s \sqrt{A_s L_s C_2}} = \frac{\sqrt{1 - \frac{0,265}{2}}}{75\,400 \cdot \sqrt{0,938 \cdot 0,0324 \cdot 140 \cdot 10^{-12}}} = 6 .$$

12. Deoarece în cazul de față lipsește rezistența în derivație R_1, R_i este:

$$R_i = R + r_1 = 600 + 115 = 715\ \Omega .$$

13. Determinăm valoarea α_i:

$$\alpha_i = \frac{R'_2 + r'_2}{R_i} = \frac{12\,450 + 115}{715} = 17,6$$

Comparând valoarea obținută pentru α_i cu valoarea minimă găsită la punctul 3, rezultă că valoarea obținută este admisibilă.

14. Coeficientul A_i este:

$$A = \frac{\alpha_i}{1 + \alpha_i} = \frac{17,6}{1 + 17,6} = 0,946$$

15. Calculăm impedanța caracteristică necesară la frecvențele inferioare, luând înaintea radicalului semnul minus, pentru a obține o inductanță mai mică a înfășurării primare a transformatorului

$$\rho_i = \frac{\alpha_i d_i R_i}{2\sqrt{A_i}} \left[1 - \sqrt{1 - \frac{4}{d_i^2 (1 + \alpha_i)}} \right] =$$

$$= \frac{17,6 \cdot \sqrt{0,586} \cdot 715}{2\sqrt{0,946}} \left[1 - \sqrt{1 - \frac{4}{0,586(1 + 17,6)}} \right] = 1010\,\Omega$$

16. Inductanța necesară a înfășurării primare este:

$$L_s = \frac{\rho_i \sqrt{A_i}}{\omega_i \sqrt{1 - \frac{d_i^2}{2}}} = \frac{1010 \cdot \sqrt{0,946}}{188,5 \sqrt{1 - \frac{0,586}{2}}} = 6,21\ \mathrm{H}$$

17. Capacitatea condensatorului de blocaj, din înfăşurarea primară trebue să fie:

$$C_1 = \frac{\sqrt{A_i}}{\omega_i \ \rho_i \sqrt{1 - \frac{d_i^2}{2}}} = \frac{\sqrt{0,946}}{188,5 \cdot 1010 \sqrt{1 - \frac{0,586}{2}}} = 6,1 \cdot 10^{-6} \ F \approx 6 \mu F$$

18. Rezistenţa shuntului din înfăşurarea secundară este:

$$R_2 = R_2' n^2 = 12450 \cdot 6^2 = 450000 \ \Omega$$

19. Rezistenţa înfăşurării secundare poate să fie de cel mult:

$$r_2 = r_2' n^2 = 115 \cdot 6^2 \approx 4000 \Omega$$

20. Coeficientul de scăpări al transformatorului calculat este:

$$\sigma = \frac{L_s}{L_1} = \frac{0,0324}{6,21} = 0,00521$$

Dacă pentru miezul transformatorului se foloseşte un oţel obişnuit de transformator, acest coeficient de scăpări va necesita probabil dispunerea alternativă a înfăşurărilor (vezi § XV. 2). In acest caz, folosirea permalloyului poate reduce creşterea caracteristicei de frecvenţă la frecvenţele inferioare, din cauza reluctanţei scăzute a permalloyului (vezi paragraful XI. 2). Dacă în miez se prevede un mic întrefier se poate folosi permalloy (XII. 2).

21. Constanta de timp a transformatorului calculat este:

$$\tau_1 = \frac{L_1}{r_1} = \frac{6,21}{115} = 0,054 \ s$$

22. Coeficientul de transfer se determină prin expresia:

$$k_0 = nA_s = 6 \cdot 0,938 = 5,62$$

Deoarece în acest caz, rezistenţa R_l este infinită.

Exemplul 2 Să se calculeze parametrii electrici ai unui transformator de cuplaj dintr'un etaj cu rezistenţă şi transformator, cu tub cu ecran, fără shunt în înfăşurarea secundară. Datele şi condiţiile tehnice sunt:

Rezistenţa din circuitul anodic al lămpii	$R_l = 30000 \ \Omega$
Frecvenţa de lucru inferioară	$f_i = 150$ Hz ($\omega_i = 942$)
Frecvenţa de lucru superioară	$f_s = 4000$ Hz ($\omega_s = 25100$)
Distorsiunile de frecvenţă admisibile, la frecvenţa inferioară	$M_{idb} = -1$ ($M_i = 1,122$)
Distorsiunile de frecvenţă admisibile, la frecvenţa de lucru superioară	$M_{sdb} = -1$ ($M_s = 1,122$)
Capacitatea de intrare a lămpii cu care lucrează transformatorul	$C_{int} = 35 \mu\mu F$
Panta caracteristicei tubului cu ecran cu care lucrează transformatorul	$S = 3,5$ mA/V

1. Rezistenţa admisibilă a înfăşurărilor transformatorului se găseşte în cazul de faţă presupunând rezistenţa internă a sursei egală cu R_l şi plecând

dela un coeficient de utilizare $\xi = 0{,}9$, deoarece în cazul unui ξ mai mic, rezistențele înfășurărilor se obțin prea mari și nu se pot realiza practic:

$$r_1 = r'_2 = \frac{R_i}{2}\left(\frac{1}{\xi^2} - 1\right) = \frac{30000}{2}\left(\frac{1}{0{,}9^2} - 1\right) = 3500\ \Omega.$$

2. Rezistența generatorului la frecvențele superioare este:

$$R_s = R_i + r_1 + r'_2 = 30000 + 3500 + 3500 = 37000\ \Omega$$

3. Găsim capacitatea totală, care încarcă înfășurarea secundară, presupunând capacitatea montajului C_m egală cu $15\mu\mu F$, iar capacitatea proprie a transformatorului C_{tr} egală cu $50\mu\mu F$:

$$C = C_{int} + C_{tr} + C_m = 35 + 50 + 15 = 100\ \mu\mu\ F$$

4. Determinăm inductanța de scăpări necesară a transformatorului, presupunând $d_s^2 = 2$, deoarece nu este necesară ascendența la frecvențele superioare:

$$L_s = \frac{R_s}{\sqrt{2}\,\omega_s}\sqrt[4]{M_s^2 - 1} = \frac{37000}{\sqrt{2}\cdot 25100}\sqrt[4]{1{,}122^2 - 1} = 0{,}745\ H.$$

5. Raportul de transformare rezultă din expresia:

$$n = \frac{w_2}{w_1} = \sqrt{\frac{d_s^2 L_s}{R_s^2 C}} = \sqrt{\frac{2\cdot 0{,}745}{37000^2\cdot 100\cdot 10^{-12}}} = 3{,}3$$

6. Rezistența înfășurării secundare nu trebue să depășească:

$$r_2 = r'_2 n^2 = 3500\cdot 3{,}3^2 = 38000\ \Omega.$$

Rezistența reală va fi mai mică; valoarea ei se va determina la calculul constructiv al transformatorului și va depinde de diametrul minim admisibil al conductorului înfășurării secundare.

7. Determinăm rezistența generatorului la frecvențele inferioare:

$$R_i = R_1 + r_1 = 30000 + 3500 = 33500\ \Omega.$$

8. Presupunând $d_s^2 = 2$ (deorece la frecvențele inferioare nu se cere o creștere a caracteristicei) găsim inductanța înfășurării primare a transformatorului din:

$$L_1 = \frac{0{,}707\ R_i}{\omega_i\sqrt[4]{M_i^2 - 1}} = \frac{0{,}707\cdot 33\,500}{941\cdot\sqrt[4]{1{,}122^2 - 1}} = 35{,}6\ H$$

9. Capacitatea condensatorului de blocaj trebue să fie:

$$C_1 = \frac{1{,}414}{\omega_i R_i\sqrt[4]{M_i^2 - 1}} = \frac{1{,}414}{941\cdot 33\,500\cdot\sqrt[4]{1{,}122^2 - 1}} =$$

$$= 0{,}0628\cdot 10^{-6}\ F \approx 0{,}06\ \mu F$$

10. Coeficientul de scăpări al transformatorului este:

$$\sigma = \frac{L_s}{L_1} = \frac{0,745}{35,6} = 0,021 \ .$$

11. Constanta de timp este:

$$\tau_1 = \frac{L_1}{r_1} = \frac{35,6}{3500} \approx 0,01 \text{ s}$$

12. Factorul de amplificare al etajului este:

$$K_0 = SR_1 n = 3,5 \cdot 10^{-3} \cdot 30 \cdot 10^3 \cdot 3,3 = 346$$

Exemplul indicat confirmă cele spuse în paragraful IV.8, şi anume că folosirea schemei cu alimentare în paralel permite să se folosească un tub cu ecran în etajul cu transformator obţinându-se un factor de amplificare mai mare.

CAPITOLUL VIII.

IMPEDANŢELE DE INTRARE ŞI IEŞIRE ALE TRANSFORMATORULUI

§ VIII.1. Cazurile când impedanţa de intrare sau de ieşire a transformatorului este dată.

In unele cazuri, este necesar ca impedanţa de intrare sau de ieşire a transformatorului să aibă o valoare determinată, şi ca în banda frecvenţelor de lucru, abaterile dela această valoare să nu depăşească o anumită limită. Aceste condiţii se prezintă deobicei transformatorilor care lucrează cu filtre electrice, sau linii de transmisiune care necesită adaptarea impedanţei de intrare a transformatorului la impedanţa caracteristică a sursei. In cazul funcţionării transformatorului cu o sarcină în secundar de acelaş gen, impedanţa de ieşire a transformatorului trebue să fie deasemenea adaptată la impedanţa caracteristică a sarcinii.

Pentru ca impedanţa de intrare sau de ieşire a transformatorului să aibă o valoare bine stabilită în banda frecvenţelor de lucru şi abaterile dela această valoare să nu depăşească anumite limite, transformatorul trebue să aibă anumiţi parametri electrici. Calculul acestor parametri poate fi executat pe baza analizei impedanţelor de intrare şi de ieşire ale transformatorului.

§ VIII.2. Impedanţa de intrare a transformatorului cu sarcină rezistivă.

Transformatorii de intrare din amplificatori pot avea în banda frecvenţelor de lucru o sarcină rezistivă sau capacitivă. Să studiem cum se determină impedanţa de intrare a transformatorului cu sarcină rezistivă.

1. *La frecvenţele joase.*

Impedanţa de intrare a transformatorului cu sarcină rezistivă, în banda frecvenţelor joase, se poate deduce din schema

echivalentă a unui astfel de transformator, pentru frecvențele joase, calculând impedanța dinspre partea sursei (fig. VIII. 1). Din această schemă rezultă:

$$Z_{int\ i} = r_1 + \frac{j\omega L_1 (r'_2 + R'_2)}{r'_2 + R'_2 + j\omega L_1} = r_1 + \frac{r'_2 + R'_2}{1 + p^2} + j\omega L_1 \frac{p^2}{1 + p^2} \quad (VIII.1)$$

în care:

$$p = \frac{r'_2 + R'_2}{\omega L_1}$$

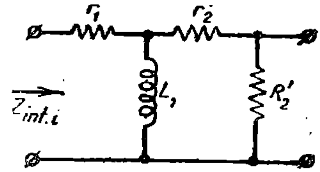


Fig. VIII.1. Impedanța de intrare a transformatorului cu sarcină rezistivă (pentru frecvențele joase).

La micșorarea frecvenței (creșterea lui p), impedanța de intrare devine pur inductivă, iar valoarea ei scade.

La frecvențele medii, admitanța brațului în care se găsește inductanța L_1 poate fi neglijată, iar impedanța de intrare capătă forma:

$$Z_{int\ o} = r_1 + r'_2 + R'_2 \quad (VIII.2)$$

Impărțind expresia (VIII. 1) prin expresia (VIII. 2) și calculând modulul, se obține următoarea expresie, de determinare a coeficientului de variație al impedanței de intrare, la frecvențele joase, pentru un transformator cu sarcină rezistivă:

$$N_{int\ i} = \frac{Z_{int\ i}}{Z_{int\ o}} = \frac{\sqrt{(1 + Ap^2)^2 + p^2B^2}}{1 + p^2} \quad (VIII\ 3)$$

Aici:

$$A = \frac{r_1}{r_1 + r'_2 + R'_2} = \frac{1 - \eta}{2}; \quad B = \frac{r'_2 + R'_2}{r_1 + r'_2 + R'_2} = \frac{1 + \eta}{2} \quad (VIII.4)$$

Formulele (VIII 1) și (VIII.3) permit să se calculeze componentele impedanței de intrare și coeficientul de variație al modulului impedanței de intrare a transformatorului, la frecvențele joase.

Dacă $N_{int\ i}$ este cunoscut, trebue să se calculeze în funcție de el inductanța înfășurării primare, pentru care factorul de variație al modulului impedanței de intrare, la frecvența de lucru inferioară, nu va fi mai mic decât valoarea dată. Pentru aceasta poate fi folosită relația dintre factorul distorsiunilor de frecvență la frecvențele inferioare M_i și coeficientul $N_{int\ i}$. Plecând dela o anumită valoare a randamentului transformatorului și calculând M_i pentru diferite frecvențe, se poate găsi pentru aceleași frecvențe, coeficientul $N_{int\ i}$, din formula (VIII.3), și astfel se

determină funcția $N_{int\ i} = f\ (M_i)$. Graficul acestei funcții pentru două valori ale randamentului ($\eta = 0{,}7$ și $\eta = 1$) este dat în fig. VIII.2. După cum se vede, curbele diferă puțin, iar pentru calcule se poate folosi curba pentru $\eta = 0{,}7$. Curbele sunt construite pentru valoarea $\alpha = 1$, deoarece această condiție este obligatorie în cazul studiat.

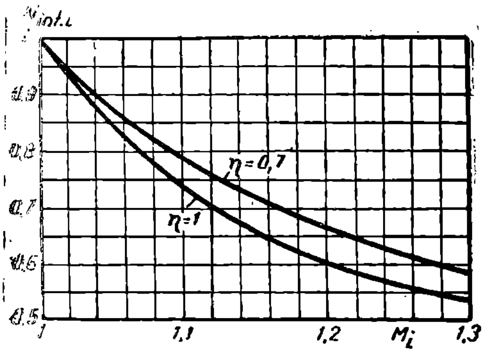


Fig. VIII.2. Variația factorului distorsiunilor de frecvență M_i, în funcție de coeficientul de variație a impedanței de intrare $N_{int\ i}$ la frecvențele inferioare pentru $\alpha = 1$.

Graficul se folosește în felul următor: pentru valoarea propusă $N_{int\ i}$ se găsește după grafic valoarea corespunzătoare M_i. Deoarece factorul distorsiunilor de frecvență la frecvența inferioară M_i este uneori dat pentru transformatori, inductanța înfășurării primare se determină din formula (II.15), substiuind în ea valoarea M_i, mai apropiată de unitate. Pentru această valoare a inductanței, atât caracteristica de frecvență, cât și impedanța de intrare vor satisface condițiile puse.

2. *La frecvențele superioare.*

Schema echivalentă pentru determinarea impedanței de intrare a transformatorului cu sarcină rezistivă la frecvențele superioare este reprezentată în fig. VIII.3. Din această schemă rezultă:

$$Z_{int\ s} = r_1 + r'_2 + R'_2 + j\omega L_s \qquad \text{(VIII.5)}$$

Se vede că impedanța de intrare la frecvențele superioare crește proporțional cu creșterea frecvenței, tinzând spre infinit: iar unghiul de fază tinde spre 90°. Impărțind expresia (VIII.5, prin expresia (VIII.2) și trecând la modul, obținem coeficientul de variație a impedanței de intrare, la frecvențele superioare)

$$N_{int\ s} = \frac{Z_{int\ s}}{Z_{int\ o}} = \sqrt{1 + \left(\frac{\omega L_s}{r_1 + r'_2 + R'_2}\right)^2} = \sqrt{1 + \left(\frac{\omega L_s}{\alpha R}\right)^2} \qquad \text{(VIII.6)}$$

Formulele (VIII.5) și (VIII.6) sunt practice atât pentru calculul componentelor, cât și al coeficientului de variație a impe-

danței de intrare, la frecvențele superioare. Pentru determinarea inductanței de scăpări a transformatorului, admisibilă din punctul de vedere al impedanței de intrare la frecvențele superioare, exprimăm paranteza de sub radicalul din formula (VIII 6) prin M_s, folosind pentru aceasta ecuația (II.28). Substituind pentru α valoarea $\alpha=1$, obținem:

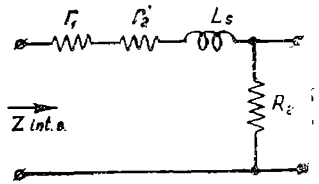


Fig. VIII.3. Impedanța de intrare a transformatorului cu sarcină rezistivă (la frecvențele superioare).

$$N_{int\,s} = \sqrt{1 + 4\,(M_s^2 - 1)} \quad \text{(VIII.7)}$$

Curba $N_{int\,s}$, în funcție de M_s, construită pe baza ecuației (VIII.7) este indicată în fig. VIII.4. După această curbă, sau după formula (VIII.7), se calculează valoarea M_s, corespunzătoare lui $N_{int\,s}$ propus. Prin compararea valorii rezultate cu valoarea propusă pentru factorul distorsiunilor de frecvență, la frecvențele superioare, se ia valoarea mai apropiată de unitate. După aceasta, presupunând $\alpha = 1$, se determină după formula (II.29) inductanța de scăpări admisibilă pentru transformator. Vor fi astfel satisfăcute cerințele atât în ce privește caracteristica de frecvență, cât și cele referitoare la impedanța de intrare.

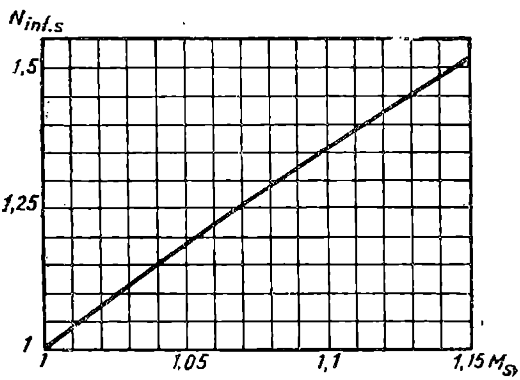


Fig. VIII.4. Relația dintre factorul distorsiunilor de frecvență M_s și coeficientul de variație a impedanței de intrare la frecvențele superioare $N_{int\,s}$ pentru $\alpha = 1$.

3. *Shuntarea înfășurării primare, printr'o rezistență*

Uneori, în cazul unor cerințe foarte mari în ce privește constanta inpedanței de intrare a transformatorului, în banda frecvențelor de lucru, inductanța de calcul a înfășurării primare se obține foarte mare, iar inductanța de scăpări prea mică. Atunci transformatorul calculat are dimensiuni foarte mari și o

construcție complicată a înfășurărilor, fiind voluminos și scump. Pentru micșorarea dimensiunilor și simplificarea constructiei, în aceste cazuri, se poate recomanda shuntarea înfășurării primare, printr'o rezistență care să depășească puțin impedanța de intrare propusă la frecvențele medii. In acest caz, impedența de intrare a transformatorului Z_{tr0}, legată în derivație cu rezistența de shuntare din înfășurarea primară R_1, trebue să dea a impedanță egală cu impedanța de intrare propușă, Z_{int0}. De aici se poate determina cu ușurință impedanța de intrare a transformatorului și raportul de transformare necesar:

$$Z_{int\,0} = \frac{R_1\, Z_{tr\,0}}{R_1 + Z_{tr\,0}}\,;\quad Z_{tr\,0} = \frac{R_1\, Z_{int\,0}}{R_1 - Z_{int\,0}}\,; \qquad \text{(VIII.8)}$$

$$Z_{tr\,0} = r_1 + r'_1 + R'_2 = \frac{R'_2}{\eta} = \frac{R_2}{n^2\eta}\,;\quad n = \sqrt{\frac{R_2}{\eta\, Z_{tr\,0}}} \qquad \text{(VIII.9)}$$

Valoarea rezistenței shuntului din înfășurarea secundară R_2, se determină ca deobicei din condiția ca sarcina să fie rezistivă în banda frecvențelor de lucru.

Nu trebue să se piardă din vedere că în cazul când există shunt în înfășurarea primară, rezistența sursei, văzută dela transformator, devine mai mică și este determinată din expresia:

$$R = \frac{Z_{int\,0}\, R_1}{Z_{int\,0} + R_1} \qquad \text{(VIII.10)}$$

fapt de care trebue să se țină seama la calculul caracteristicei de frecvență a transformatorului.

Uneori, în înfășurarea secundară nu se pune shunt și fiindcă în acest caz impedanța de intrare a transformatorului, la frecvențele medii, este foarte mare, rezistența shuntului în înfășurarea primară se ia egală cu impedanța de intrare propusă. In cazul acesta, transformatorul nu se poate considera ca având o sarcină rezistivă și pentru ca impedanța de intrare să nu scadă brusc la frecvențele înalte, raportul de transformare se ia scăzut, uneori chiar egal cu unitatea. Aceasta permite ca frecvența de rezonanță a circuitului serie, format din inductanța de scăpări L_s și capacitatea C', să fie mult în afara limitei frecvenței de lucru superioare. In acest caz, rezistența sursei văzută dela transformator rezultă egală cu jumătate din rezistența liniei sau a filtrului ceeace echivalează cu jumătatea rezistenței shuntului R_1.

Shuntul din înfășurarea primară, mărind stabilitatea impedanței de intrare și micșorând dimensiunile și costul transforma-

torului, reduce brusc raportul lui de transformare şi prin urmare şi ridicarea de tensiune produsă de el. Deaceea, dacă transformatorul se poate obţine simplu şi ieftin fără shunt in înfăşurarea primară, nu trebue să se shunteze această înfăşurare.

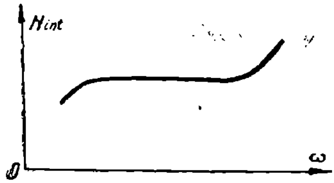


Fig. VIII.5 Relaţia dintre impedanţa de intrare şi pulsaţie pentru transformatorul cu sarcină rezistivă.

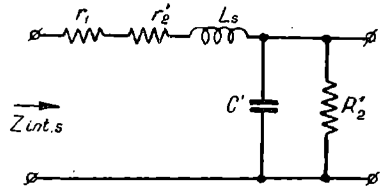


Fig. VIII.6. Impedanţa de intrare a transformatorului cu sarcină capacitivă la frecvenţele snperioare).

Aspectul curbei ce reprezintă relaţia dintre impedanţa de intrare şi pulsaţie, pentru transformatorul cu sarcină rezistivă, este cel al curbei din fig. VIII. 5.

§ VIII. 3. Impedanţa de intrare a transformatorului cu sarcină capacitivă

1. *La frecvenţele inferioare*

Schema echivalentă pentru frecvenţele joase a circuitului de intrare al transformatorului cu sarcină capacitivă nu diferă de schema analoagă pentru transformatorul cu sarcină rezistivă (fig. VIII.1). Deaceea, formulele pentru determinarea impedanţei de intrare la frecvenţele joase rămân neschimbate.

2. *La frecvenţele superioare*

Schema echivalentă a circuitului de intrare pentru frecvenţele superioare este indicată în fig. VIII.6. Determinând prin metoda obişnuită impedanţa de intrare găsim:

$$Z_{int\,s} = r_1 + r'_2 + \frac{R'_2}{1+\omega^2 C'^2 R'^2_2} + j\left(\omega L_s - \frac{\omega C' R'^2_2}{1+\omega^2 C'^2 R'^2_2}\right) \quad \text{(VIII.11)}$$

Această formulă poate servi la determinarea valorii impedanţei de intrare a transformatorului cu sarcină capacitivă, în banda frecvenţelor superioare. Analiza ei dovedeşte că la creş-

terea frecvenței impedanța de intrare scade, apoi trece printr'un minim, în apropiere de frecvența de rezonanță, și după aceea crește, tinzând spre infinit. Componenta reactivă a impedanței de intrare are la început un caracter capacitiv, după aceea trece prin zero și devine inductivă.

Deoarece impedanța de intrare a transformatorului, la frecvențele medii, trebue să fie egală cu impedanța sursei, adică $\alpha=1$, coeficientul α_s rezultă totdeauna mai mic decât unitatea, și depinde de factorul de utilizare ξ:

$$\alpha_s = \frac{R'_2}{R+r_1+r'_2} = \frac{R-(r_1+r'_2)}{R+r_1+r'_2} = \frac{R-R\left(\frac{1}{\xi^2}-1\right)}{R+R\left(\frac{1}{\xi^2}-1\right)} = 2\xi^2-1 \quad \text{(VIII.12)}$$

Deaceea, coeficientul de atenuare al circuitului d_s, a cărui valoare minimă se determină prin expresia (IV.24), este totdeauna mai mare decât cel critic, iar caracteristica de frecvență nu poate prezenta un maxim la frecvențele superioare.

Inductanța de scăpări, necesară pentru transformator, se poate determina cu aproximație, după formula (IV.37), dedusă pentru $d_s^2=2$. Valoarea ρ_s se calculează din expresia (IV.23), care devine:

$$\frac{\rho_s}{R_s} = \sqrt{\alpha_e} = \sqrt{2\xi^2-1}; \quad \rho_s = R_s\sqrt{2\xi^2-1} \quad \text{(VIII.13)}$$

Determinând din formula (IV.24) valoarea minimă a lui d_s, raportul de transformare se calculează conform expresiei (IV.49):

$$n = \frac{w_2}{w_1} = \sqrt{\frac{d^2_{s\,\min} L_s}{R_s^2 C}} = \sqrt{\frac{2\,L_s}{\xi^2 R_s^2 C}} \quad \text{(VIII.14)}$$

Caracteristica de frecvență a transformatorilor calculați se determină după formula (IV.18), iar coeficientul de variație a modulului impedanței de intrare poate fi calculat în funcție de frecvență, din expresia ce se obține prin transformări simple din formulele (VIII.11) și VIII.2):

$$N_{int\ s} = \frac{Z_{int\ s}}{Z_{int\ o}} =$$

$$= \left(2-\frac{1}{\xi^2}\right)\sqrt{\left(\frac{1-\ ^2}{2\xi^2-1}+\frac{1}{1+a^2q^2}\right)^2+\left(\frac{q}{a}-\frac{aq}{1+a^2q^2}\right)^2} \quad \text{(VIII.15)}$$

Aici:

$$a = \sqrt{\frac{C R'^2_2}{L_s}}; \quad q = \omega \sqrt{L_s C'} \qquad \text{(VIII.16)}$$

Aspectul general al curbei ce redă variația impedanței de intrare a transformatorului cu sarcină capacitivă în funcție de frecvență, este cel al curbei din fig. VIII.7.

VIII.4. IMPEDANȚA DE IEȘIRE A TRANSFORMATORULUI

1. *La frecvențele inferioare*

Schema echivalentă a impedanței de ieșire a transformatorului la frecvențele de lucru inferioare, este reprezentată în fig. VIII.8. Din această schemă reiese că la frecvențele inferi-



Fig. VIII.7. Relația dintre impedanța de intrare și frecvență, pentru transformatorul cu sarcină capacitivă.

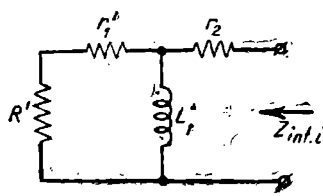


Fig. VIII.8. Schema echivalentă a impedanței de ieșire a transformatorilor, la frecvențele inferioare.

oare impedanța de ieșire a transformatorului este dată de expresia:

$$Z_{ies\ i} = r_2 + \frac{j\omega L'_1 (r_1 + R')}{R' + r_1 + j\omega L_1} = r_2 + \frac{r_1' + R'}{1 + p_2} +$$

$$+ j\omega L_1 \frac{p^2}{1 + p^2} \qquad \text{(VIII.17)}$$

în care:

$$r'_1 = r_1 n^2; \quad R' = R n^2; \quad L'_1 = L_1 n^2; \quad p = \frac{r'_1 + R'}{\omega L'_1}$$

$$= \frac{r_1 + R}{\omega L_1} \qquad \text{(VIII.18)}$$

Din formula (VIII.17) rezultă că la scăderea frecvenței, impedanța de ieșire scade în valoare și se apropie de impedanța pur inductivă.

In banda frecvențelor medii, impedanța de ieșire devine rezistivă:

$$Z_{ies\ 0} = r_2 + r'_1 + R' \qquad \text{(VIII.19)}$$

Impărțind formula (VIII.17) prin formula (VIII.19), și trecând la modul, se va obține expresia care determină coeficientul de variație a impendanței de ieșire, în funcție de frecvență, cu condiția ca $r_2 = r'_1$:

$$N_{ies} = \frac{Z_{ies\ i}}{Z_{ies\ o}} = \frac{\sqrt{(1 + Ap^2)^2 + p^2B^2}}{1 + p^2} \quad \text{(VIII.20)}$$

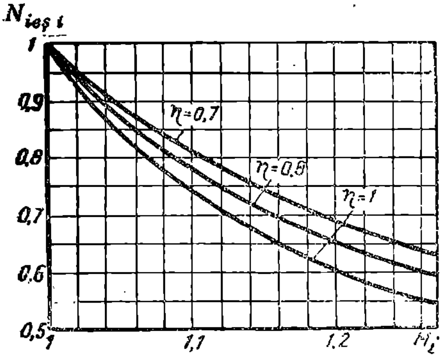


Fig. VIII.9. Relația dintre factorul distorsiunilor de frecvență M_l și coeficientul de variație a impedanței de ieșire, la frecvențele inferioare $N_{ieș\ i}$.

Aici:

$$A = \frac{r_2}{r_2 + r'_1 + R'} = \frac{1 - \eta}{2\eta}$$

$$B = \frac{r'_1 + R'}{r_2 + r'_1 + R'} = \frac{3\eta - 1}{2\eta} \quad \text{(VIII.21)}$$

Impedanța de ieșire, ca și cea de intrare, depinde de factorul distorsiunilor de frecvență. Calculând relația dintre ele, prin metoda indicată în § 2 din prezentul capitol, cu condiția ca $Z_{ies\ 0} = R_2$, se obțin cu ușurință curbele $N_{ies\ i} = f\ (M_i)$ pentru diferite valori ale randamentului transformatorului. Aceste curbe sunt date în fig. VIII.9. Cu ajutorul lor, putem determina pe M_i, la frecvența de lucru inferioară propusă, și în funcție de coeficientul de variație a impedanței de ieșire. Comparând valoarea găsită cu cea propusă, luăm pe cea mai apropiată de unitate și determinăm conform calculului obișnuit, inductanța înfășurării primare.

Raportul de transformare se determină din expresia (II.84), dedusă pentru condiția ca impedanța de ieșire a transformatorului să fie egală cu impedanța sarcinii.

2. *La frecvențele superioare*

La transformatorii de ieșire, în majoritatea cazurilor se poate neglija influența capacității lămpii și a capacității proprii a transformatorului asupra impedanței de ieșire. Schema echivalentă pentru frecvențele superioare conține numai un singur element reactiv; inductanța de scăpări a tronsformatorului (fig. VIII.10).

Din această schemă reiese că impedanța de ieșire în banda frecvențelor de lucru superioare se determină prin expresia:

$$Z_{ies\ s} = R' + r'_1 + r_2 + j\varepsilon L'_s \qquad \text{(VIII.22)}$$

în care:

$$R' = Rn^2; \quad r'_1 = r_1 n^2; \quad L'_s = L_s n^2 \qquad \text{(VIII.23)}$$

Coeficientul de variație a modulului impedanței de ieșire, la frecvențele superioare, este egal cu raportul dintre modulul expresiei (VIII.22) și cel al expresiei (VIII.19):

$$N_{ies\ s} = \frac{L_{ies\ s}}{Z_{ies\ o}} = \sqrt{1 + \left[\frac{\omega L'_s}{R' + r'_1 + r_2}\right]^2} =$$

$$= \sqrt{1 + \left[\frac{\omega L_s}{R + r_1 + r'_2}\right]^2} \qquad \text{(VIII.24)}$$

Rezolvând expresiile (VIII.24) și (II.28), și luând în considerare faptul că impedanța de ieșire la frecvențele medii este egală cu impedanța sarcinii (condiția lipsei reflexiei), se obține formula care leagă coeficientul de variație a impedanței de ieșire cu distorsiunile de frecvență, la frecvențele superioare:

$$N_{ies\ s} = \sqrt{1 + 4(M_s^2 - 1)} \qquad \text{(VIII.25)}$$

Deoarece formulele (VIII.25) și (VIII.7) sunt similare, pentru determinarea valorii admisibile a factorului distorsiunilor de frecvență la frecvențele superioare M_s, după $N_{ies\ s}$ dat, se poate folosi curba din fig. VIII.4. Inductanța de scăpări admisibilă

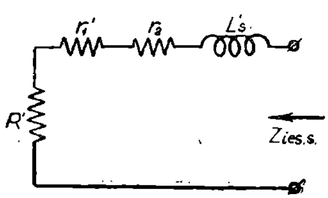


Fig. VIII.10. Schema echivalentă a impedanței de ieșire a transformatorilor, la frecvențe superioare.

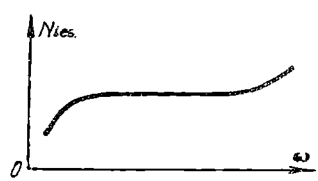


Fig. VIII.11. Relația dintre impedanța de ieșire a transformatorului și pulsație.

pentru transformatori se calculează după formula obișnuită (II.29), în care se substitue valoarea lui M_s cea mai apropiată de unitate (o valoare se determină după curbă, iar cealaltă este fac-

torul distorsiunilor de frecvență propus pentru frecvențele superioare). Valoarea α, care se substitue în formula (II.29) ce calculează din expresia (II.87). Aspectul general al relației dintre impedanța de ieșire a transformatorului și pulsație este indicat în fig. VIII.11. In banda frecvențelor inferioare, impedanța de ieșire scade, din cauza influenței inductanței înfășurării primare, iar la frecvențele superioare crește, din cauza influenței inductanței de scăpări.

CAPITOLUL IX

TRECEREA SEMNALELOR SUB FORMĂ DE IMPULSURI, PRIN TRANSFORMATORI

§ IX. 1. Tipurile de distorsionări ale impulsurilor, produse de transformatori

In unele cazuri, semnalul aplicat transformatorului are o formă dreptunghiulară, sau este constituit dintr'un șir de impulsuri dreptunghiulare izolate. Transformatorul posedă capacitate și inductanță; aplicarea impulsurilor de tensiune în primar provoacă apariția în transformator a unor fenomene tranzitorii, care modifică forma curbei de tensiune, obținându-se o altă formă în înfășurarea secundară.

Pentru simplificarea analizei acestor fenomene, schema echivalentă complectă trebue să se transforme în scheme pentru frecvențele inferioare și superioare, similar cu ceeace s'a făcut la analiza caracteristicelor de frecvență și de fază.

Distorsiunile de frecvență și de fază ale armonicelor superioare ale impulsului aplicat transformatorului, provoacă reducerea vitezei de creștere a impulsului și uneori cauzează apariția unor oscilații amortizate, excitate prin șoc. Distorsiunile de acest gen pot fi determinate după schema echivalentă pentru frecvențele superioare.

Distorsiunile de frecvență și de fază, produse de transformator, la frecvența fundamentală a impulsului, provoacă înclinarea părții superioare a curbei impulsului, în raport cu axa timpului. Formulele pentru determinarea distorsiunilor de acest gen se pot obține analizând schema echivalentă a transformatorului, pentru frecvențele inferioare.

Să studiem acum cele mai simple cazuri de distorsionare a formei semnalului dreptunghiular, la trecerea lui prin transformatorii cu sarcină rezistivă și capacitivă.

§ IX. 2. Distorsiunile provocate de inductanţa înfăşurării primare

Mai sus s'a demonstrat că schemele echivalente simplificate ale transformatorilor cu sarcină rezistivă şi capacitivă, pentru frecvenţele de lucru inferioare, sunt identice şi au forma reprezentată în fig. IX.1. Rezistenţa generatorului echivalent R_{ei} se determină din expresia (II.6), iar amplitudinea imulsului U_{ei} aplicat schemei este :

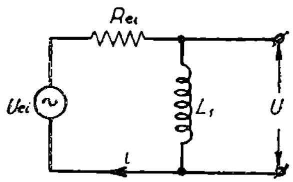


Fig. IX.1. Schema echivalentă pentru determinarea distorsiunilor impulsului, produse de inductanţa L_1.

$$U_{ei} = U \frac{r'_2 + P'_2}{R + r_1 + r'_2 + R'_2} \qquad \text{(IX.1)}$$

Vom studia impulsul de tensiune de formă dreptunghiulară aplicat înfăşurării primare a transformatorului, ca fiind rezultatul unei conectări şi deconectări instantanee a unei tensiuni continue U, aplicată înfăşurării primare.

Pentru a determina relaţia dintre timp şi tensiunea u, proporţională cu tensiunea din înfăşurarea secundară, este necesar să se determine mai întâi relaţia dintre curentul i din circuit şi timp. Pentru aceasta este suficient să se rezolve ecuaţia diferenţială :

$$U_{ei} = iR_{ei} + L_1 \frac{di}{dt} \qquad \text{(IX.2)}$$

Soluţia acestei ecuaţii are forma :

$$i = \frac{U_{ei}}{R_{ei}} \left(1 - e^{-\frac{R_{ei}}{L_1} t} \right) \qquad \text{(IX.3)}$$

In care e reprezintă baza logaritmilor naturali.

Tensiunea u dela bornele inducţiei L_1, proporţională tensiunii de ieşire, este :

$$u = L_1 \frac{di}{dt} = U_{ei} e^{-\frac{R_{ei}}{L_1} t} \qquad \text{(IX.4)}$$

Rezultatul obţinut reprezintă cunoscuta curbă exponenţială, care tinde spre zero când creşte timpul t. Deaceea, vârful impulsului este retezat după o exponenţială (fig. IX.2, a cărei pantă

este determinată de constanta de timp a circuitului, adică de raportul dintre L_1 și R_{ei}.

Notăm durata impulsului prin T și valoarea tensiunii u, în momentul încetării impulsului, prin U_T; raportul U_{ei} față de U_T caracterizează distorsiunile produse de inductanța înfășurării primare. Notând acest raport prin m_i, obținem:

$$m_i = \frac{U_T}{U_{ei}} = e^{-\frac{R_{ei}}{L_1} T} \qquad \text{(IX.5)}$$

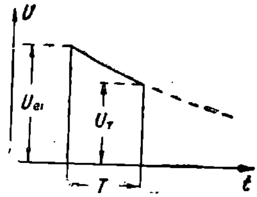


Fig. IX.2. Deformarea impulsului, provocată de inductanța înfășurării primare a transformatorului.

Rezolvând expresia (IX.5), în raport cu L_1 obținem formula pentru determinarea inductanței înfășurării primare a transformatorului, în funcție de durata propusă a impulsului T și de distorsiunile admise:

$$L_1 = \frac{R_{ei} T}{\ln \frac{1}{m_i}} \qquad \text{(XI.6)}$$

în care *ln* înseamnă logaritm natural.

Este interensant să se determine valoarea distorsiunilor de frecvență corespunzătoare anumitor valori ale coeficientului m_i. Aceasta se poate efectua cu ușurință, presupunând că semnalul are o formă dreptunghiulară simetrică, cu o durată egală a semiundelor pozitive și negative. In acest caz, durata impulsului va fi legată de pulsația semnalului, prin expresia:

$$T = \frac{\pi}{\omega} \qquad \text{(IX.7}$$

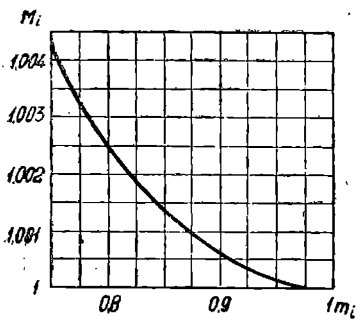


Fig. IX.3. Relația dintre factorul distorsiunilor de frecvență la frecvențele inferioare M_i, și deformarea impulsului.

Inlocuin în formula (IX.6), pe T prin valoarea obținută și rezolvând în comun formulele (IX.6) și (II.14), în raport cu M_i, găsim:

$$M_i = \sqrt{1 + \left(\frac{ln \frac{1}{m}}{\pi}\right)^2} \qquad \text{(IX.8)}$$

Curba variației lui M_i în funcție de m_i calculată după această formulă este dată în fig. IX.3. După cum se vede din această curbă, pentru a obține un $m_i = 0,95$, adică o micșorare a amplitudinii la sfârșitul impulsului cu $5^0/_0$, este necesar un transformator cu un factor al distorsiunilor de frecvență $M_i = 1,00014$ la frecvența impulsurilor.

Din acest exemplu rezultă că reproducerea nedistorsionată, a semnalelor sub formă de impulsuri sau a semnalelor dreptunghiulare, necesită o inductanță mult mai mare pentru înfășurarea primară decât este necesar pentru obținerea unei bune caracteristice de frecvență.

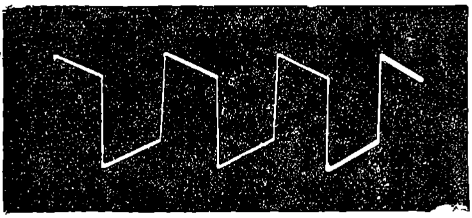


Fig. IX.4. Deformarea impulsurilor dreptunghiulare, provocate de o inductanță insuficientă a înfășurării primare a transformatorului.

Pentru a ilustra aceasta, în fig. IX,4 este redată oscilograma impulsurilor dreptunghiulare, care au trecut printr'un transformator cu o inductanță primară insuficientă. Aici se vede clar „tăierea" vârfului impulsului, provocată de influența inductanței înfășurării primare.

§ IX. 3. Distorsiunile provocate de inductanța de scăpări

Distorsionarea impulsurilor, provocată de inductanța de scăpări a transformatorului cu sarcină rezistivă se poate determina cu ușurință din schema echivalentă, pentru frecvențele superioare, indicată în fig. IX.5. Egalând tensiunea impulsului, cu căderea de tensiune din circuit, avem:

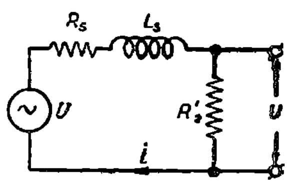


Fig. IX.5. Schema echivalentă pentru determinarea distorsionării impulsurilor produsă de inductanța de scăpări.

$$U = i\,(R_s + R'_2) + L_s \frac{di}{dt} \qquad \text{(IX.9)}$$

Rezolvând această ecuație diferențială, în raport cu i (valoarea instantanee a curentului din circuit), obținem:

$$i = \frac{U}{R_i + R'_2}\left(1 - e^{-\frac{R_s + R'_2}{L_s}t}\right) \qquad \text{(IX.10)}$$

de aici:

$$u = iR'_2 = U'\left(1 - e^{-\frac{R_s + R'_2}{L_s}t}\right) \qquad \text{(IX.11)}$$

în care:

$$U' = U\frac{R'_2}{R_s + R_2}$$

Expresia obținută dovedește că tensiunea din înfășurarea secundară nu crește instantaneu, ci după o curbă exponențială (fig. IX.6). Viteza acestei creșteri (panta curbei impulsului) este determinată de constanta de timp a circuitului, egală cu raportul dintre inductanța de scăpări și rezistență. La sfârșitul impulsului are loc fenomenul invers: tensiunea din înfășurarea secundară nu scade instantaneu. Prin rezolvarea ecuației (IX.9), după ce s'a înlocuit $U = 0$ și valoarea curentului de regim, se obține funcția căderii tensiunii:

$$u = U'e^{-\frac{R_s + R'_2}{L_s}t} \qquad \text{(IX.12)}$$

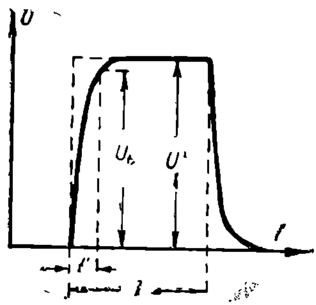


Fig. IX.6. Distorsionarea impulsurilor produsă de inductanța de scăpări a transformatorului.

Distorsiunile studiate se caracterizează prin timpul t', în cursul căruia tensiunea impulsului dela ieșirea transformatorului atinge o valoare determinată, apropiată de valoarea de regim. Să notăm prin Δ raportul timpului de creștere a tensiunii până la o valoare anumită, U_t, față de durata impulsului T și prin m_s raportul U_t față de tensiunea de regim:

$$\frac{t'}{T} = \Delta; \quad \frac{U_t}{U'} = m_s \qquad \text{(IX.13)}$$

Atunci, rezolvând egalitatea:

$$U_t = U'\left(1 - e^{-\frac{R_s + R'_2}{L_s}t'}\right) \qquad \text{(IX.14)}$$

în raport cu L_s obținem formula de calcul pentru determinarea

inductanţei de scăpări a transformatorului, în funcţie de Δ şi m_s propuse:

$$L_s = \frac{t' (R_s + R'_2)}{ln \frac{1}{1-m_s}} = \frac{\Delta T(R + r_1 + r'_2 + R'_2)}{ln \frac{1}{1-m_s}} . \qquad \text{(IX.15)}$$

Pentru determinarea relaţiei dintre distorsiunile de frecvenţă, şi durata stabilirii impulsului la frecvenţele superioare. este suficient să se rezolve în comun expresiile (IX.15) şi (II.28), în raport cu M_s, presupunând semnalul dreptungiular cu aceeaşi durată a semiundelor pozitive şi negative. Prin rezolvare se obţine:

$$M_s = \sqrt{1 + \left[\frac{\pi \Delta}{ln \frac{1}{1-m_s}} \right]^2} . \qquad \text{(IX.16)}$$

Curbele variaţiei lui M_s în funcţie de m_s, pentru valorile lui Δ egale cu 0,05; 0,1; 0,2, calculate după formula (IX.16) sunt indicate în fig. (IX.7). Cu ajutorul acestor curbe se poate determina ce distorsiuni de frecvenţă trebue să se producă în transformator, la frecvenţa de bază a impulsului (frecvenţa fundamentalei impulsului), ca să se obţină timpul de stabilire a impulsului propus.

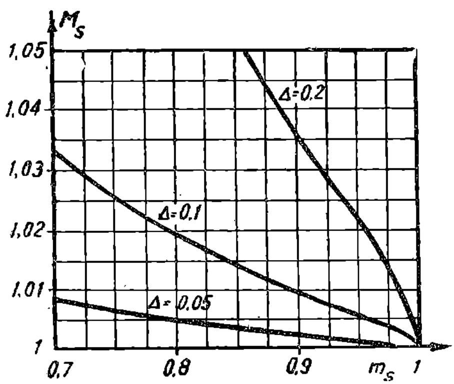


Fig. IX.7. Relaţia dintre factorul distorsiunilor de frecvenţă M_s, la frecvenţele superioare şi timpul de stabilire a impulsului.

De exemplu, pentru o creştere a tensiunii până la 0,95 din valoarea de regim, în 0,05 din durata impulsului ($m_s = 0{,}95$; $\Delta = 0{,}05$), transformatorul trebue să aibă un factor al distorsiunilor de frecvenţă $M_s = 1{,}0014$. După formulele (IX.6) şi (IX.15) se poate calcula cu uşurinţă, că pentru a face să apară oscilaţiile dreptunghiulare pure, fără distorsiuni vizibile pe ecranul oscilografului catodic ($m_i = 0{,}95$; $\Delta = 0{,}05, m_s = 0{,}95$), dacă $\alpha = 1$ raportul dintre inductanţa de scăpări şi inductanţa înfăşurării primare trebue să fie de aproximativ 0,003. In cazul folosirii pentru miez a oţelului de transformator, acest coeficient de

scăpări necesită o construcție specială a înfășurărilor, ceeace cauzează creșterea costului transformatorului. Deaceea, la amplificatorii de impulsuri și amplificatorii oscilațiilor dreptunghiulare, mai ales când durata impulsurilor sau frecvența pot varia și când se prezintă cerințe ridicate față de forma semnalului, se evită folosirea transformatorilor, deoarece construcția lor în acest caz este complicată, iar costul ridicat.

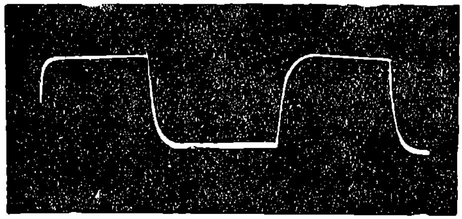


Fig. IX.8. Distorsionarea impulsurilor dreptunghiulare, provocată de inductanța de scăpări a transformatorului.

Distorsionarea impulsurilor dreptunghiulare, datorită inductanței de scăpări a transformatorului, se vede în fig. IX.8. unde este arătată oscilograma impulsurilor dreptunghiulare, care au trecut printr'un transformator cu o mare inductanță de scăpări. Din oscilogramă rezultă clar că atât stabilirea cât și oprirea impulsului nu au loc instantaneu, ci după o curbă exponențială.

§ IX. 4. Distorsiunile provocate de acțiunea comună a inductanței de scăpări și a capacității care încarcă înfășurarea secundară a transformatorului

Dacă nu se poate neglija influența capacității care încarcă înfășurarea secundară a transformatorului, schema echivalentă pentru frecvențele superioare va avea forma reprezentată în fig. IX.9, care nu diferă de schema echivalentă a transformatorului cu sarcină capacitivă.

Dacă acestui circuit i se aplică impulsuri dreptunghiulare de tensiune, cu o amplitudine U, relația dintre curent și tensiune se va exprima prin ecuațiile:

$$U = iR_s + L_s \frac{di}{dt} + i_R R'_2 ; \qquad \text{(IX.17)}$$

$$u = i_R R'_2 = \frac{1}{C} \int i_c \, dt ; \qquad \text{(IX.18)}$$

$$i_R + i_C = i . \qquad \text{(IX.19)}$$

Rezolvarea acestui sistem de ecuații, (pe care n'o arătăm aici din cauza lungimii calculului, dă rezultatele următoare:

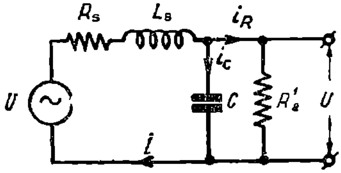


Fig. IX.9. Schema echivalentă pentru determinarea distorsionării impulsurilor datorită inductanței de scăpări și capacității care încarcă transformatorul.

1. Dacă valoarea $d_s \geqslant 2$, procesul creșterii tensiunii în înfășurarea secundară a transformatorului este aperiodic, iar valoarea instantanee a tensiunii nu depășește niciodată valoarea ei de regim. Pentru transformatorii cu shunt în întășurarea secundară, d_s se determină din expresia (IV.16), iar pentru transformatori fără shunt prin expresia (IV 48).

2. Dacă $d_s < 2$, frontul impulsului naște în circuit oscilații amortizate a căror pulsație se determină din expresia:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_s C'}\left(1 + \frac{R_s}{R'_2}\right) - \left(\frac{R_s}{2L_s} + \frac{1}{2C'R'_2}\right)^2} \qquad \text{(IX.20)}$$

3 Când atenuarea este mai mică decât cea critică, după aproximativ o semiperioadă a oscilației libere, tensiunea din înfășurarea secundară atinge valoarea maximă u_{max}, care depășește tensiunea de regim U'.

4. Raportul:

$$\frac{u_{max} - U'}{U'}, \qquad \text{(IX 21)}$$

numit „salt" de tensiune, depinde numai de valorile lui d_s.

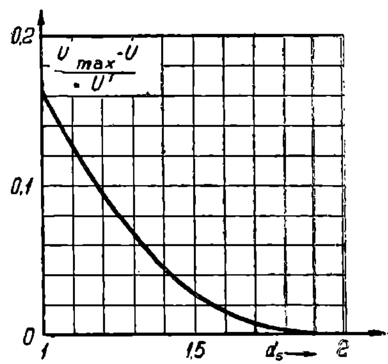


Fig. IX.10. Variația saltului de tensiune cu atenuarea circuitului.

Curba variației saltului de tensiune cu d_s calculată pe baza rezolvării sistemului de ecuații indicat mai sus este dată în fig. IX.10. Din figură se poate vedea că valoarea lui d_s necesară obținerii caracteristicei de frecvență fără ascendență ($d_s = \sqrt{2}$). corespunde un salt de aproximativ 4% din valoarea de regim a tensiunii.

Pentru ilustrare, în fig. IX.11 — IX.13 sunt reprezentate oscilogramele unor impulsuri dreptunghiulare trecute printr'un transformator cu sarcină capacitivă. Oscilograma IX.11 cores-

punde unei atenuări reduse ($d_s \leqslant 2$). Oscilaţiile proprii au o amplitudine apreciabilă şi se amortizează relativ lent. In oscilograma IX.12 se văd impulsurile trecute prin acelaş transformator, dar shuntat mai pronunţat în înfăşurarea secundară ceeace a mărit atenuarea ($d_s \approx \sqrt{2}$). Oscilaţiile proprii sunt puţin vizibile, iar saltul lipseşte aproape complect. In cazul unei shuntări mai pronunţate ($d_s > 2$, oscilograma IX.13), saltul dispare complect, iar procesul creşterii impulsului devine aperiodic.

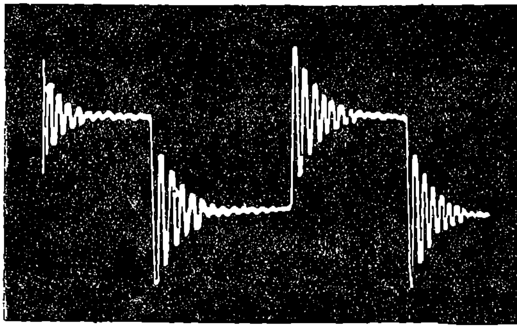


Fig. IX. 11. Excitarea prin şoc a oscilaţiilor proprii când impulsurile dreptunghiulare se aplică unui transformator cu sarcină capacitivă şi cu decrement redus.

In unele cazuri este posibilă excitarea prin şoc a unor oscilaţii în transformator, a căror frecvenţă nu este determinată de capacitatea proprie şi de inductanţa de scăpări a transformatorului. Frecvenţa acestor oscilaţii poate fi determinată de rezonanţele parţiale ale diferitelor secţii ale înfăşurării transforma-

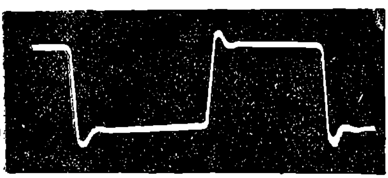


Fig. IX.12. Excitarea prin şoc a oscilaţiilor proprii în transformator.

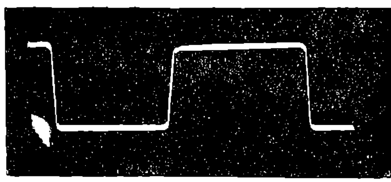


Fig. IX.13. Decrementul este mărit şi mai mult; saltul a dispărut.

torului, cu capacităţile dintre înfăşurări sau capacităţile în raport cu miezul sau ecranul, etc. Cea mai eficace metodă pentru eliminarea distorsionării impulsurilor constă în micşorarea capacităţilor dintre înfăşurări şi dintre secţii şi o concentrare cât mai complectă a capacităţii proprii a transformatorului, pe înfăşurarea lui secundară.

CAPITOLUL X

DISTORSIUNILE NELINEARE PRODUSE DE TRANSFORMATOR

§ X.1. Schema echivalentă

După cum se ştie, pentru majoritatea materialelor magnetice, variaţia inducţiei cu câmpul magnetizant este nelineară. Deaceea când se aplică o tensiune sinusoidală unui transformator cu miez din material magnetic, curentul magnetizant rezultă nesinusoidal, adică are armonice.

Armonicele curentului magnetizant trec prin sursa de tensiune şi creează la bornele ei o cădere de tensiune. Drept rezultat, atât în înfăşurarea primară, cât şi în înfăşurarea secundară a transformatorului, apare tensiunea armonicelor şi prin urmare iau naştere distorsiunile nelineare.

In paragraful XI.2 se va demonstra că dacă amplitudinea tensiunii aplicată transformatorului este constantă, inducţia în miez este maximă la frecvenţa de lucru inferioară. Nelinearitatea curbei de magnetizare creşte odată cu creşterea inducţiei, deaceea distorsiunile nelineare produse de miezul transformatorului cresc prin scăderea frecvenţei şi ating valoarea maximă la frecvenţa de lucru inferioară.

Deoarece în cazul unei frecvenţe constante amplitudinea inducţiei în miez este proporţională cu amplitudinea forţei contraelectromotoare a înfăşurării primare, inducţia maximă şi prin urmare şi distorsiunile nelineare maxime, vor avea loc în cazul amplitudinei maxime a semnalului aplicat transformatorului. Deaceea, calculul coeficientului de nelinearitate a transformatorului trebue să se execute la frecvenţa de lucru inferioară şi la amplitudinea maximă de calcul a tensiunii din înfăşurarea primară.

Pentru simplificarea analizei vom considera că sursa de tensiune şi sarcina la frecvenţele joase au o impedanţă pur rezistivă; aceasta este just, din punct de vedere practic, pentru toate cazurile în care trebue să se determine distorsiunile nelineare.

Schema echivalentă, pentru frecvenţele joase, a transformatorului cu sarcină rezistivă, reprezentată în fig. II.8, poate fi folosită pentru analiza distorsiunilor nelineare.

In această schemă, inductanța înfășurării primare L_1 și rezistența pierderilor în miez r_c depind de tensiunea aplicată schemei, adică sunt nelineare. Pentru analiză vom înlocui inductanța nelineară a înfășurării primare, printr'o inductanță lineară și un generator de tensiune (al armonicelor superioare) legate în serie (fig. X.1). Influența rezistenței pierderilor nelineare r_c poate fi avută în vedere, fără o eroare sensibilă, prin modificarea corespunzătoare a tensiunii generatorului echivalent armonicelor.

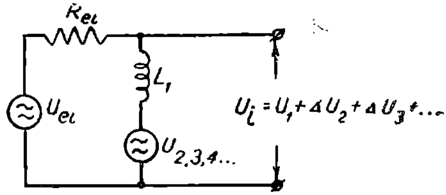


Fig. X.1. Schema echivalentă la frecvențele inferioare, a transformatorului cu miezul din material magnetic cu caracteristica de magnetizare nelineară.

§ X.2. Calculul coeficientului de nelinearitate al transformatorului cu miez fără întrefier

In schema echivalentă din fig. X.1., căderea de tensiune a armonicei întâi, a doua, a treia, etc. în sarcină se determină din expresia:

$$\Delta U_1 = I_1 R_{ei}; \quad \Delta U_2 = I_2 R_{ei}; \quad \Delta U_3 = I_3 R_{ei}, \tag{X.1}$$

în care I_1, I_2, I_3 reprezintă curenții armonicei întâia, a doua, a treia, iar R_{ei} se determină din expresia (II.6) sau (II.7).

Curentul magnetizant al transformatorului $I\mu$, care parcurge inductanța L_1, poate fi privit cu suma curenților armonicei întâia, a doua, a treia, etc.

$$I_\mu = I_1 + I_2 + I_3 + ... \tag{X.2}$$

Coeficientul de nelinearitate dat de armonica a doua, a treia, etc. este egal cu raportul dintre tensiunea armonicei respective și tensiunea fundamentalei:

$$kf_2 = \frac{\Delta U_2}{U_1}; \quad kf_3 = \frac{\Delta U_3}{U_1}. \tag{X.3}$$

Tensiunea fundamentale U_1 este egală cu produsul dintre curentul fundamentalei și reactanța inductivă a înfășurării primare:

$$U_1 = I_1 \omega L_1. \tag{X.4}$$

Să substituim în (X.3) valorile tensiunii fundamentale și ale armonicelor:

$$k_{f2}=\frac{\Delta U_2}{U_1}=\frac{I_2 R_{ei}}{I_1 \omega L_1}; \quad k_{f3}=\frac{\Delta U_3}{U_1}=\frac{I_3 R_{ei}}{I_1 \omega L_1}. \tag{X.5}$$

Valorile curenților armonicelor pot fi ușor exprimate prin tensiunile armonicelor și impedanța ce le-o opune circuitul:

$$I_2=\frac{U_2}{\sqrt{R_{ei}^2+(2\omega L_1)^2}}=\frac{U_2}{2\omega L_1}\cdot\frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{R_{ei}}{2\omega L_1}\right)^2}};$$

$$I_3=\frac{U_3}{\sqrt{R_{ei}^2+(3\omega L_1)^2}}=\frac{U_3}{3\omega L_1}\cdot\frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{R_{ei}}{3\omega L_1}\right)^2}}. \tag{X.6}$$

Dacă rezistența generatorului echivalent R_{ei} va fi egală cu zero (această situație apare pentru curenții armonicelor în cazul regimului de scurt circuit), curenții armonicelor vor fi exprimați prin formulele:

$$I_{2k}=\frac{U_2}{2\omega L_1}; \quad I_{3k}=\frac{U_3}{3\omega L_1}. \tag{X.7}$$

Inlocuind în formula (X.6) U_2 și U_3 prin valorile lor calculate din formula (X.7), și substituind rezultatul în formula (X.5.), se va obține:

$$k_{f2}=\frac{I_{2k}R_{ei}}{I_1 \omega L_1\sqrt{1+\left(\frac{R_{ei}}{2\omega L_1}\right)^2}}; \quad k_{f3}=\frac{I_{3k}R_{ei}}{I_1 \omega L_1\sqrt{1+\left(\frac{R_{ei}}{3\omega L_1}\right)^2}}. \tag{X.8}$$

Raportul dintre curentul de scurtcircuit al armonicei și curentul fundamentalei se numește coeficient al armonicei de curent respective, și se notează prin k, având un indice corespunzător:

$$k_2=\frac{I_{2k}}{I_1}; \quad k_3=\frac{I_{3k}}{I_1}. \tag{X.9}$$

Inlocuind în formula (X.8) raportul curenților, conform formulei (X.9) obținem formulele pentru determinarea coeficienților de nelinearitate, dați de diferitele armonice:

$$k_{f2}=k_2\frac{R_{ei}}{\omega L_1\sqrt{1+\left(\frac{R_{ei}}{2\omega L_1}\right)^2}}; \quad k_{f3}=k_3\frac{R_{ei}}{\omega L_1\sqrt{1+\left(\frac{R_{ei}}{3\omega L_1}\right)^2}}. \tag{X.10}$$

Valoarea radicalului dela numitor este deobicei foarte apropiată de unitate, deci formulele pentru calculul coeficienților de nelinearitate se pot prezenta într'o formulă mai simplă:

$$k_{f2} = k_2 \frac{R_{ei}}{\omega L_1}; \qquad k_{f3} = k_3 \frac{R_e}{\omega L_1} \quad \text{etc.} \qquad (X.11)$$

Coeficientul total de nelinearitate al transformatorului se determină din expresia:

$$k_f = \sqrt{k_{f2}^2 + k_{f3}^2 + k_{f4}^2 + \ldots} \,. \qquad (X.12)$$

Coeficienții armonicelor curenților, pentru calitatea respectivă a materialului magnetic, depind de amplitudinea componentei alternative a inducției și de valoarea magnetizării de curent continuu. După cum au dovedit măsurătorile, în banda frecvențelor de lucru inferioare, ei pot fi considerați independenți de frecvență.

Curbele de variație a coeficienților armonicelor curentului în funcție de componenta alternativă a inducției și de magnetizarea de curent continuu se pot obține cu ușurință, experimental, pentru diferite calități de materiale magnetice.

Aceste curbe pentru cele mai răspândite materiale magnetice moi, în tole, folosite în prezent pentru miezurile transformatorilor de joasă frecvență (oțeluri de transformatori de calitatea Э4АА, вп-1, вп-2, вп-3, тп-2, вч-2,÷вп, permalloy 45 %, permalloy 78 %) sunt indicate în anexă, la sfârșitul cărții (în fig XVIII.7 ÷ XVIII.11). Pentru a evalua influența ștanțării tolelor și asamblării miezului asupra distorsiunilor nelineare, aceste curbe au fost executate pentru tolele ștanțate în *E*. Schema după care s'au executat măsurătorile și unele indicații asupra metodelor măsurătorilor coeficienților armonicelor sunt date în paragraful XI.5.

Din expresia (X.11) se vede că la anumite valori ale coeficienților armonicelor, adică la un anumit material magnetic, și la un regim stabilit, coeficientul de nelinearitate al transformatorului depinde de raportul $\frac{R_{ei}}{\omega L_1}$. Acest raport, după cum s'a indicat în paragraful II.3, caracterizează distorsiunile de frecvență produse de transformator în banda frecvențelor joase. Cu cât acest raport este mai mic, cu atât sunt mai mici și distorsiunile de frecvență, și cele nelineare provocate de transformator. Prin urmare, distorsiunile nelineare sunt legate de distorsiunile de frecvență, la frecvențele joase, printr'o anumită relație.

Pentru a demonstra cele spuse, să substituim în expresia (X.11) valoarea raportului $\frac{R_{ei}}{\omega L_1}$, determinată din relația (II.14) Ca rezultat se va obține:

$$k_{f2} = k_2 \sqrt{M_i^2 - 1}; \quad k_{f3} = k_3 \sqrt{M_i^2 - 1} \quad \text{etc.} \qquad (X.13)$$

Este necesar ca să se indice că M_i, din formula (X.13), nu este factorul distorsiunilor de frecvență la frecvența de lucru inferioară. În această formula trebue să se substitue factorul distorsiunilor de frecvență, care se obțin la acea inducție în miez și la acea frecvență, la care se execută determinarea coeficientului de nelinearitate.

Formulele (X.11) sunt mai practice deoarece nu necesită determinarea mărimilor auxiliare. Desigur că în aceste formule este necesar să se substitue acea valoare a inductanței înfășurării primare, care se obține pentru valorile calculate ale inducției, magnetizării continue și a frecvenței.

Dacă în miez nu există magnetizare continuă, fluxul magnetic din el variază simetric, în ambele semiperioade ale tensiunii alternative aplicate transformatorului, iar armonicele pare ale curentului magnetizant lipsesc. In consecință, transformatorul fără magnetizare continuă produce distorsiuni nelineare numai prin armonicele impare: a treia, a cincea, a șaptea, etc. Transformatorul cu magnetizare continuă produce distorsiuni atât prin armonicele pare cât și prin cele impare. In transformatorii cu miez din material magnetic, cu saturație nepronunțată (oțeluri silicioase de transformator), distorsiunile nelineare, în lipsa magnetizării continue, sunt determinate mai ales de armonica a treia, iar în cazul magnetizării continue, de armonica a doua și a treia, deoarece la aceste materiale, coeficienții armonicelor, cu un grad mai mare decât trei au o valoare relativ redusă. Aliajele cu un conținut ridicat de nichel (permalloy și alte aliaje cu permeabilitate inițială ridicată), mai ales după un tratament termic special, au o saturație pronunțată. Transformatorii cu miezuri din alte aliaje produc distorsiuni nelineare importante, datorită armonicelor cu un grad mai ridicat. Pentru determinarea corectă a coeficientului de nelinearitate al transformatorului cu un astfel de miez, este uneori necesar să se ia în considerație armonicele până la a șaptea inclusiv, și chiar mai sus.

Armonica a doua, produsă de transformatorii cu magnetizare continuă, din cauza valorii ei mari, mărește puternic coeficientul de nelinearitate. Dacă în miezul transformatorului cu magnetizare continuă se introduce un întrefier pentru mărirea

permeabilității magnetice, se reduc mult distorsiunile nelineare (vezi paragraful următor); în consecință, transformatorul cu magnetizare continuă și întrefier produce distorsiuni nelineare mai mici chiar decât cele date de transformatorul fără magnetizare continuă. Deaceea, inducția maximă admisibilă în miez, din punctul de vedere al distorsiunilor nelineare, pentru transformatorul cu magnetizare continuă și întrefier, este aproximativ aceiași ca pentru transformatorul fără magnetizare continuă și fără întrefier.

Dar, în lipsa întrefierului, chiar o mică magnetizare continuă a miezului (care are loc, de exemplu, în transformatorul care lucrează într'un montaj în contratimp,) la o mică inegalitate a curenților de repaus (în ambele brațe) mărește mult distorsiunile nelineare. Aceasta provine din cauza apariției armonicelor pare și a micșorării inductanței înfășurării primare, provocate de magnetizarea continuă. Exemplul de calcul al coeficientului de nelinearitate, dat în paragraful X.5, confirmă cele spuse.

Armonicele pare pot fi produse de transformatori și în lipsa magnetizării prin curent continuu a miezului; ele pot fi generate de transformatori chiar când miezul are un flux magnetic remanent. Transformatorii cu miez din aliaje cu o înaltă permeabilitate magnetică inițială (de exemplu din permalloy cu molibden) produc uneori armonice prea mari la inducții scăzute, dacă dintr'o cauză oarecare miezul transformatorului s'a magnetizat. Dacă transformatorul funcționează cu o inducție de câteva mii de gauși, magnetismul remanent este anihilat rapid datorită semnalului. In cazul transformatorilor cu inducții de lucru scăzute în miez, înainte de montare în aparate este bine să se facă demagnetizarea. Pentru aceasta, transformatorul se așează într'o bobină de demagnetizare specială, fără miez, alimentată dela rețeaua de cuernt alternativ. Apoi transformatorul se scoate lent din ea fără a întrerupe alimentarea bobinei. Bobina demagnetizantă trebue să producă un câmp magnetic suficient de intens, pentru eliminarea complectă a magnetismului remanent. Pentru demagnetizarea miezurilor din orice calități de materiale magnetice moi, este recomandabil ca bobina să aibă cel puțin două, trei mii de amper-spire.

Ordinea de calcul a coeficientului de nelinearitate, pentru transformatorul fără întrefier, este următoarea. Mai întâi se determină inducția în miez, pentru acea valoare a tensiunii și frecvenței, la care trebue să se determine coeficientul de nelinearitate. Pentru aceasta se poate folosi formula (II.20), în care se înlocuește valoarea forței contraelectromotoare a întășurării primare E_{m1}. Valoarea forței contraelectromotoare este egală cu diferența dintre tensiunea U_{m1} aplicată înfășurării primare a transformatorului și căderea de tensiune pe rezistența înfășurării primare. Ea se determină prin expresia:

$$E_{m1} = U_{m1} \frac{r'_2 + R'_2}{r_1 + r'_2 + R'_2} \qquad \text{(X.14)}$$

In majoritatea cazurilor, mai ales la calculul coeficientului de nelinearitate al transformatorilor de putere medie şi mare, cu randamentul de circa 0,9 şi mai mare, căderea de tensiune din înfăşurarea primară poate fi neglijată. In acest caz, formula pentru determinarea inducţiei în miez ia forma:

$$B_m \approx \frac{U_{m1} \cdot 10^8}{\omega\, q_c w_1} \qquad (X.15)$$

După determinarea componentei variabile a inducţiei în miez, se trece la determinarea magnetizării continue a miezului, dacă aceasta există. Magnetizarea continuă se caracterizează prin numărul de amperspire pentru cm de lungime din lungimea liniei de forţă magnetică medie a miezului. Ea se calculează din formula:

$$aw_o = \frac{I_o w}{l_{med}} \qquad (X.16)$$

Aici w este numărul spirelor înfăşurării, prin care trece componenta continuă a curentului;

I_o este valoarea componentei continue a curentului, în amperi;

l_{med} este lungimea liniei de forţă magnetică medie din miez, în centimetri.

Dacă transformatorul are mai multe înfăşurări prin care trece componenta continuă a curentului, valoarea magnetizării permanente se calculează ca fiind suma algebrică a tuturor componentelor:

$$aw_o = \frac{I_{o1}w_1 + I_{o2}w_2 + \ldots}{l_{med}} \qquad (X.17)$$

Din valorile calculate pentru B_m şi aw_o se determină, pentru calitatea respectivă a materialului magnetic, valoarea lui $\mu_\sim$, folosind curbele de variaţie a lui $\mu_\sim$ în funcţie de B_m şi de aw_o indicate în fig. XVIII.2÷XVIII.6. Apoi se determină inductanţa înfăşurării primare a transformatorului L_1, după formula (X.18).

Mai departe, folosind curbele de variaţie a coeficienţilor armonicelor cu inducţia şi magnetizarea continuă, indicate în fig. XVIII.7÷XVIII.11, se determină, pentru calitatea respectivă a materialului magnetic, coeficienţii armonicelor şi inductanţa înfăşurării primare în expresia (X.11), se determină componentele coeficientului de nelinearitate, date de diferitele armonice. După aceea, din formula (X.12), se calculează coeficientul de nelinearitate total al transformatorului, la frecvenţa respectivă.

Dacă lipseşte magnetizarea continuă, valoarea permeabilităţii şi coeficienţii armonicelor se determină după curba pentru $aw_0 = 0$. Ordinea de calcul rămâne aceeaşi cu excepţia faptului că în acest caz se limitează deobicei la determinarea coeficientului de nelinearitate dat de armonica a treia.

§ X. 3. Calculul coeficientului de nelinearitate al transformatorului cu întrefier

Dacă în miezul transformatorului se prevede un întrefier, de exemplu la transformatorii cu o magnetizare de curent continuu intensă, formulele de calcul pentru determinarea coeficientului nealinearităţii transformatorului vor fi diferite de cele indicate mai sus.

Introducerea în circuitul magnetic, a reluctanţei lineare suplimentare a întrefierului, aplatizează curbura caracteristicei de magnetizare a circuitului magnetic, similar cu ceeace se întâmplă în cazul unui tub electronic, când prin introducerea impedanţei de sarcină în circuitul anodic se aplatizează caracteristica tubului. Deaceea, formulele de calcul pentru determinarea coeficientului de nelinearitate al transformatorului care are miez cu întrefier, trebue să ia în considerare acţiunea de linearizare a întrefierului.

Să dovedim că la o inducţie constantă, introducerea întrefierului în miezul transformatorului micşorează coeficientul de nelinearitate de atâtea ori, de câte ori creşte prin aceasta reluctanţa circuitului magnetic.

In formula pentru determinarea inductanţei bobinei de şoc sau a transformatorului cu miez din material magnetic,

$$L = \frac{0{,}4\,\pi\mu_{\sim} w^2 q_c}{10^8 l_{med}} \tag{X.18}$$

care se deduce în paragraful XV.4, raportul $\frac{l_{med}}{\mu_{\sim}}$ se numeşte lungimea raportată a miezului. El caracterizează reluctanţa circuitului magnetic şi este egal numeric cu întrefierul ce ar avea o reluctanţă egală cu a miezului (întrefierul echivalent). Notând acest raport prin R_{mz}, vom obţine formula precedentă în forma următoare:

$$L = \frac{0{,}4\,\pi\, w^2 q_c}{10^8 R_{mz}} \tag{X.19}$$

Dacă în circuitul magnetic se introduce un întrefier din material amagnetic, reluctanţa lui creşte şi devine:

$$R_m = R_{mz} + R_a \qquad (X.20)$$

în care R_m este reluctanţa completă a circuitului magnetic cu întrefier;
R_{mz} este reluctanţa miezului;
R_a este reluctanţa întrefierului.

Cu unităţile adoptate, mărimea R_a este egală numeric cu lungimea întrefierului în lungul liniei magnetice de forţă în cm l_a, iar reluctanţa completă a circuitului magnetic se exprimă prin formula:

$$R_m = R_{mz} + R_a = \frac{l_{med}}{\mu_\sim} + l_a \qquad (X.21)$$

Inductanţa înfăşurării primare a transformatorului, care are un miez cu întrefier, se va determina din expresia:

$$L_1 = \frac{0{,}4\,\pi\, w_1^2 q_c}{10^8 (R_{mz} + R_a)} = \frac{0{,}4\,\pi\, w_1^2 q_c}{10^8\left(\frac{l_{med}}{\mu_\sim} + l_a\right)} \qquad (X.22)$$

Mărimea inversă poate fi reprezentată sub forma:

$$\frac{1}{L_1} = \frac{10^8 (R_{mz} + R_a)}{0{,}4\,\pi\, w_1^2 q_c} = \frac{R_{mz}\, 10^8}{0{,}4\,\pi\, w_1^2 q_c} + \frac{R_a 10^2}{0{,}4\,\pi\, w_1^2 q_c} = \frac{1}{L_{mz}} + \frac{1}{L_a} \qquad (X.23)$$

Din expresia (X.23) se vede că inductanţa transformatorului cu întrefier în miez este egală cu două inductanţe legate în derivaţie dintre care una este egală cu inductanţa aceluiaşi transformator fără întrefier, L_{mz}, iar cealaltă L_a egală cu inductanţa lui, în cazul când circuitul magnetic al transformatorului ar avea reluctanţa egală cu reluctanţa întrefierului.

După cum rezultă din expresia (X.23), inductanţa L_a este lineară, deoarece reluctanţa întrefierului nu depinde de inducţie şi de magnetizarea continuă. Deaceea, distorsiunile nelineare sunt cauzate numai de inductanţa L_{mz}.

Notând raportul $\frac{L_{mz}}{L_a}$ prin a, din expresia (X.23), se va calcula valoarea inductanţei L_{mz}:

$$L_{mz} = L_1 (1 + a) \qquad (X.24)$$

Din rezultatul obţinut, se vede că la transformatorul care are miez cu întrefier, inductanţa L_{mz} care cauzează armonicele

este de $(1+a)$ ori mai mare decât inductanta înfăşurării primare L_1. Substituind în expresia (X.11) valoarea inductanţei care generează armonicele, se vor obţine formulele pentru determinarea coeficienţilor de nelinearitate, daţi de diferitele armonice în cazul transformatorului cu întrefier:

$$k_{f2} = k_2 \frac{R_{ei}}{\omega L_{mz}} = k_2 \frac{R_{ei}}{\omega L_1 (1+a)}$$

$$k_{f3} = k_3 \frac{R_{ei}}{\omega L_{mz}} = k_3 \frac{R_{ei}}{\omega L_1 (1+a)} \text{ etc.} \qquad (X.25)$$

Din expresia (X.23) este uşor de calculat că raportul $\frac{L_{mz}}{L_z}$ este:

$$\frac{L_{mz}}{L_z} = a = \frac{R_z}{R_{mz}} \qquad (X.26)$$

Când se introduce întrefierul în miez, reluctanţa circuitului magnetic creşte în proporţia:

$$\frac{R_{mz} + R_a}{R_{mz}} = 1 + \frac{R_a}{R_{mz}} = 1 + a \qquad (X.27)$$

adică de atâtea ori de câte ori se micşorează coeficientul de nelinearitate. (ceeace era de demonstrat).

Prin înlocuirea lui a în expresia (X.25) prin raportul dintre lungimea întrefierului şi lungimea întrefierului echivalent circuitului magnetic, pe baza relaţiilor (X.27) şi (X.21) se vor obţine formulele de calcul definitive, pentru determinarea coeficienţilor de nelinearitate daţi de diferitele armonice, într'o formă mai adecvată pentru utilizare practică.

$$k_{f2} = k_2 \frac{R_{ei}}{\omega L_1 \left(1 + \frac{\mu_{\sim} l_a}{l_{\text{med}}}\right)}$$

$$k_{f3} = k_3 \frac{R_{ei}}{\omega L_1 \left(1 + \frac{\mu_{\sim} l_a}{l_{\text{med}}}\right)} \text{ etc,} \qquad (X.28)$$

Coeficientul total al nelinearităţii transformatorului se determină din expresia (X.12)

Dacă în cazul transformatorului cu întrefier lipseşte magnetizarea de curent continuu, coeficienţii armonicelor se găsesc

după curbele din fig. XVIII.7 ÷ XVIII.11, determinând inducția în miez după formula (II.20) sau (X.15), și luând aw_0 egal cu zero. Prezența întrefierului nu modifică componența alternativă a inducției deoarece ea este determinată de tensiunea alternativă aplicată transformatorului. Pentru transformatorul cu magnetizare de curent continuu, componenta variabilă a inducției se calculează după aceeași formulă, dar amperspirele pe cm ce dau inducția continuă se determină ținând seama de întrefierul introdus.

Pentru aceasta trebue să se rezolve ecuația:

$$0{,}4\,\pi I_0 w = B_0\left(l_a + \frac{l_{\text{med}}}{\mu_0}\right) \tag{X.29}$$

în care B_0 este componenta continuă a inducției din circuitul magnetic, stabilită după introducerea întrefierului;
$I_0 w$ — amperspirele continue ale transformatorului
μ_0 — permeabilitatea magnetică statică (permeabilitatea pentru fluxul magnetic continuu) a materialului miezului.

Ecuația (X.29) nu poate fi rezolvată analitic, deoarece ecuația curbei permeabilității statice nu se poate exprima matematic; dar ea poate fi rezolvată grafic fară dificultăți cunoscând curba statică a magnetizării materialului miezului. Pentru rezolvare, pe curba magnetizării statice a materialului se notează două puncte (fig. X.2) unul pe abscisă, la:

$$aw'_0 = \frac{I_0 w}{l_{\text{med}}} \tag{X.30}$$

și altul pe ordonată, la;

$$B'_0 = \frac{0{,}4\,\pi I_0 w}{l_a} \tag{X.31}$$

Primul punct corespunde cazului când reluctanța materialului miezului este egală cu infinitul. Cel de al doilea corespunde cazului când ea este egală cu zero. Se trece prin punctele notate o dreaptă. Punctul de intersecție a acestei drepte cu curba de magnetizare reprezintă soluția grafică a ecuației (X.29). Ordonata punctului de intersecție exprimă valoarea inducției continue din circuitul magnetic B_0, abscisa exprimă valoarea amperspirelor continue pe cm, aw_0. consumate pentru magnetizarea miezului. Valoarea găsită pentru aw_0 se folosește pentru determinarea coeficienților armonicelor curentului.

Curbele permeabilității magnetice a oțelului de transformator într'un câmp magnetic continuu, necesare pentru calculul distribuirii amperspirelor magnetizării continue între întrefier și materialul miezului, sunt indicate în fig. XVIII.12.

Deoarece introducerea întrefierului reduce coeficientul de nelinearitate al transformatorului, s'ar putea crede că este avantajos să se introducă întrefierul în miezul transformatorilor de ieşire de mare putere, care lucrează cu o componentă alternativă a inducţiei în miez mare, dar fără magnetizare de curent continuu. S'ar părea că aceasta ar permite să se reducă distorsiunile nelineare, păstrând dimensiunile transformatorului, sau ar permite să se micşoreze dimensiunile păstrând mărimea distorsiunilor nelineare. In realitate, în cazul studiat, introducerea întrefierului în miez nu este numai inutilă, ci este chiar dăunătoare. După cum s'a indicat mai sus, la introducerea întrefierului şi păstrarea regimului materialului magnetic (aceeaşi inducţie în miez), inductanţa înfăşurării primare se micşorează, ceeace poate fi considerat ca o separare a inductanţelor, în două conectate în derivaţie. Una din aceste derivaţii este inductanţa transformatorului fără întrefier, iar cealaltă este inductanţa provocată de influenţa întrefierului. Introducerea întrefierului va reduce nelinearitatea caracteristicei de magnetizare a circuitului magnetic, şi prin urmare şi distorsiunile nelineare, de atâtea ori, de câte ori inductanţa transformatorului fără întrefier depăşeşte inductanţa transformatorului cu întrefier. Dar micşorarea inductanţei înfăşurării primare va provoca tot de atatea ori mărirea coeficientului de nelinearitate, după cum reiese din formulele (X.25). Deaceea, introducerea întrefierului nu va modifica, din punct de vedere practic, valoarea distorsiunilor nelineare produse de transformator, iar distorsiunile de frecvenţă, în cazul introducerii întrefierului, vor creşte mult, din cauza scăderii inductanţei înfăşurării primare. Din aceste motive, introducerea întrefierului în transformatorii de mare putere fără magnetizare de curent continuu, nu se aplică în practică.

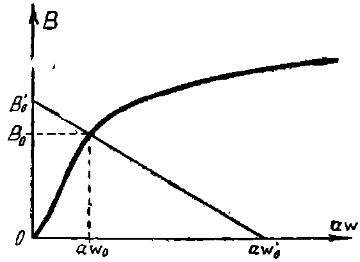


Fig. X.2. Determinarea magnetizării continue a miezului cu întrefier

§ X.4. Influenţa calităţii asamblării miezului şi a ştanţării tolelor, asupra distorsiunilor nelineare

Când miezul de transformator se asamblează din tole ştanţate, între tolele unui strat (de exemplu între tola în E şi tola de închidere, în cazul miezului de tip în manta), apare un întrefier

care atinge, după calitatea ansamblării și a ștanțării tolelor, sutimi sau zecimi de milimetru. In rostul tolelor, deoarece ele se alternează, se obține o secțiune înjumătățită a materialului magnetic. Fluxul magnetic al miezului se concentrează în locul secțiunii înjumătățite, din cauza reluctanței ridicate a întrefierului și provoacă o creștere bruscă a inducției în zona rostului. Rezultă că în miez, pe parcursul liniei magnetice de forță se obțin două segmente cu inducția mărită (până la valoarea dublă); lungimea acestor segmente depinde de calitatea ștanțării tolelor și a asamblării miezului. Dacă inducția maximă în miez nu depășește 3÷4 kgauși, atunci inducția în rost nu depășește 6÷8 kgauși. La această valoare a inducției, oțelurile silicioase obișnuite au încă o înaltă permeabilitate magnetică, deaceea întrefierurile, chiar destul de mari, din zona rosturilor nu provoacă o mărire importantă a coeficienților armonicelor, și nici o micșorare însemnată a inductanței înfășurării primare a transformatorului.

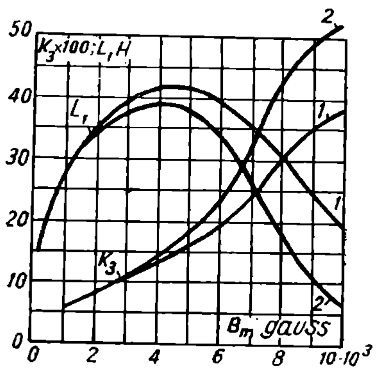


Fig. X.3. Variația coeficientului armonicei a treia și a inductanței înfășurării primare în funcție de calitatea asamblării miezului: 1) asamblare bună; 2) asamblare defectuoasă

In cazul când inducția maximă în miez este mai mare decât 6÷8 kgauși, situația se modifică brusc. In acest caz, o ștanțare și o asamblare de proastă calitate a tolelor (întrefieruri mari în rosturi) măresc valoarea coeficienților armonicelor, reduc inductanța înfășurării primare și cauzează o creștere bruscă a distorsiunilor de frecvență și a celor nelineare. Pentru a ilustra aceasta, în fig. X.3 sunt indicate curbele experimentale, care dau relația dintre inductanța înfășurării primare și coeficientul armonicei a treia a curentului, în funcție de inducție, pentru acelaș transformator și anume la asamblarea strânsă a tolelor (curbele 1) și la asamblare slabă, cu un întrefier între tola E și tola de închidere, de aproximativ 0.5 mm (curbele 2).

Deaceea, la transformatorii de joasă frecvență care au inducția maximă mai mare de câteva mii de gauși, este necesar să se asambleze cu atenție miezul și să se urmărească calitatea ștanțării tolelor, neadmițându-se apariția unui întrefier cât de cât vizibil, între tolele aceluiași strat. In transformatorii care lucrează cu inducții scăzute, se poate admite asamblarea slabă a tolelor, deoarece nu provoacă influențe dăunătoare simțitoare.

Uneori, pentru miezurile bobinelor de şoc şi ale transformatorilor de tip „în manta" se folosesc tole cu un întrefier decupat în braţul din mijloc (fig. XIV.10). Acest tip de tole, la care toate tolele se asamblează cu întrefierurile în aceeaşi parte, se foloseşte pentru bobinele de şoc şi pentru transformatorii care lucrează cu o puternică magnetizare de curent continuu permanentă, precum şi pentru bobinele de şoc şi transformatori fără magnetizare permanentă, a căror inductanţă nu trebue să varieze prea mult când amplitudinea semnalului variază. Aceleaşi tole se folosesc pentru transformatorii fără magnetizare de curent continuu, când nu se pune condiţia unei inductanţe constante. In acest caz, asamblarea miezului se execută aşezând tolele cu întrefierul succesiv, în părţi opuse. Prin aceasta, în locul decupării se obţine o secţiune înjumătăţită a materialului magnetic, încât miezul se comportă ca şi un miez „în manta", asamblat defectuos, cu tola de închidere aşezată neetanş.

Deaceea, folosirea tolelor cu întrefier decupat în braţul din mijloc, pe deplin admisibilă la inducţiile de regim scăzute (aproximativ până la 3÷4 kgauşi pentru oţelurile silicioase şi până la 1,5÷2 kgauşi pentru permalloy 78%), nu este admisă în cazul inducţiilor mari, din cauza măririi brusce a distorsiunilor de frecvenţă şi a celor nelineare, la amplitudinea maximă a semnalului.

Problemele referitoare la distorsiunile nelineare produse de bobinele de inducţie şi transformatorii cu miez din material magnetic au fost studiate de G. V. Voişvillo, G. V. Dobrovolschi, A. S. Blohin, L. A. Bessonov şi numeroşi alţi autori. Lucrările care tratează această problemă sunt indicate în bibliografie (vezi B. 4,7,8,9 şi 10.)

§ X.5. EXEMPLE DE CALCUL AL COEFICIENTULUI DE NELINEARITATE AL TRANSFORMATORULUI

Pentru uşurarea folosirii formulelor de calcul şi a metodei de calcul expuse, în prezentul capitol se dau două exemple de calcul al coeficientului de nelinearitate al trnsformatorului fără întrefier în miez şi cu întrefier.

Exemplul 1. Să se calculeze variaţia coeficentului de nelinearitate cu frecvenţa, pentru un transformator de ieşire dintr'un etaj final în contratimp. Transformatorul nu are întrefier. Se cunosc următoarele date ale etajului şi ale transformatorului:

Rezistenţa internă a tuburilor etajului final (dela anod la anod) $R = 5 \cdot 10^4\ \Omega$

Rezistenţa înfăşurării primare a transformatorului $r_1 = 225\ \Omega$

Rezistenţa raportată a înfăşurării secundare $r'_2 = 225\ \Omega$

Rezistenţa raportată a sarcinii $R'_2 = 4550\ \Omega$

Secţiunea netă a materalului magnetic al miezului $q_c = 5{,}61\ cm^2$

Lungimea liniei magnetice de forță medie din miez $l_{med} = 12,2$ cm

Numărul de spire din înfășurarea primară $w_1 = 2100$ (1050 . 2)

Amplitudinea tensiunii din înfășurarea primară $U_{m1} = 364$ V

Frecvența de lucru inferioară $f_i = 70$ Hz

Miezul se face din oțel Э4AA recopt în uzină; după ștanțare, tolele nu au fost recoapte.

Asamblarea miezului cu tole așezate în direcții opuse.

Componenta continuă a curentului, în înfășurarea primară, este de 70 mA. Curenții din ambele jumătăți ale înfășurării sunt egali, deci nu există magnetizare continuă a miezului.

1. După cum rezultă din datele indicate mai sus, puterea aplicată transformatorului este:

$$P = \frac{U_{m1}^2}{2(r_1 + r'_2 + R'_2)} = \frac{364^2}{2(225 + 225 + 4550)} = 13,2 \text{ W}$$

2. Randamentul transformatorului este:

$$\eta = \frac{R'_2}{r_1 + r'_2 + R'_2} = \frac{4550}{225 + 225 + 4550} = 0,91$$

3. Puterea debitată pe sarcină este:

$$P_2 = \eta P = 0,91 \cdot 13,2 = 12 \text{ W}$$

4. Forța contraelectromotoare din înfășurarea primară este:

$$E_{m1} = U_{m1} \frac{r'_2 + R'_2}{r_1 + r'_2 + R'_2} = 364 \frac{225 + 4550}{225 + 225 + 4550} = 340 \text{ V}$$

5. Inductanța înfășurării primare a transformatorului, pentru o tensiune a semnalului apropiată de zero, se poate obține cu ușurință presupunând permeabilitatea inițială a oțelului Э4AA egală cu 400

$$L_{1(0)} = \frac{0,4\pi\mu_{\sim i} w_1^2 q_c}{10^8 l_{med}} = \frac{1,256 \cdot 400 \cdot 2100^2 \cdot 5,61}{10^8 \cdot 12,2} = 10,2 \text{ H}$$

6. Rezistența generatorului echivalent pentru frecvențele inferioare este:

$$R_{ei} = \frac{(R + r_1)(r'_2 + R'_2)}{R + r_1 + r'_2 + R'_2} = \frac{(50000 + 225)(225 + 4550)}{50000 + 225 + 225 + 4550} = 4360 \ \Omega$$

7. Coeficientul distorsiunilor de frecvență, la frecvența de lucru inferioară și la tensiunea semnalului din înfășurarea primară apropiată de zero, este:

$$M_i = \sqrt{1 + \left(\frac{R_{ei}}{\omega L_1}\right)^2} = \sqrt{1 + \left(\frac{4360}{6.28 \cdot 70 \cdot 10,2}\right)^2} \approx 1,4$$

$$M_{idb} \approx -3.$$

Un factor atât de mare al distorsiunilor de frecvență nu este excesiv în cazul de față, deoarece această valoare apare la o amplitudine infinit

de mică a semnalului. Chiar la un semnal cu un nivel de 40 db sub nivelul maxim (la o tensiune a semnalului de 100 de ori mai mică decât semnalul maxim de calcul), inducția în miez va fi importantă, permeabilitatea materialului miezului va crește, iar distorsiunile vor fi mult mai mici decât valoarea obținută. Pentru a demonstra aceasta, să calculăm inducția în miez la frecvența de lucru inferioară și pentru o forță contraelectromotoare egală cu 0,01 din cea găsită la punctul 4:

$$B_m = \frac{0{,}01 E_{m1}\, 10^8}{\omega_i q_c w_1} = \frac{0{,}01 \cdot 348 \cdot 10^8}{6{,}28 \cdot 70 \cdot 5{,}61 \cdot 2100} = 67 \text{ gauss}$$

In cazul acestei inducții, după cum se vede din curba 1 din fig. XI. 4, permeabilitatea oțelului э 4AA este egală aproximativ cu 1 000, iar inductanța înfășurării primare va fi:

$$L_{1\,(67)} = = \frac{1{,}256 \cdot 1000 \cdot 2100^2 \cdot 5{,}61}{10^8 \cdot 12{,}2} = 25{,}5 \text{ H}$$

Prin aceasta, factorul distorsiunilor de frecvență se va micșora până la:

$$M_i = \sqrt{1 + \left(\frac{4360}{6{,}28 \cdot 70 \cdot 25{,}5}\right)^2} = 1{,}072\,;\ M_{idb} \approx 0{,}6$$

și prin urmare va fi complect admisibil.

8. Inducția în miez, la frecvența de lucru inferioară și amplitudnea maximă a semnalului este:

$$B_{mi} = \frac{E_{m1}\, 10^8}{\omega_i q_c w_1} = \frac{348 \cdot 10^8}{6{,}28 \cdot 70 \cdot 5{,}61 \cdot 2100} = 6700 \text{ gauss}$$

După curba de variație a permeabilității cu inducția, pentru oțelul э 4AA (fig. XVIII. 2), dacă $a\ w_0 = 0$, valoarea permeabilității, pentru inducția B_m = 6 700 gauss, este egală cu 3 300 gauss/oersted.

9. Inductanța înfășurării primare a transformatorului în cazul semnalului maxim și la frecvența de lucru inferioară, se calculează împărțind inductanța pentru un semnal apropait de zero (10,2 H), prin permeabilitatea inițială, și înmulțind rezultatul prin permeabilitatea la inducția de 6 700 gauși:

$$L_{1\,(6700)} = 10{,}2\,\frac{3300}{400} = 84 \text{ H}$$

10. Luând după curbele din fig. XVIII. 7 pentru inducția de 6 700 gauși, valoarea coeficientului armonicei a treia a curentului k_3 = 0,24, determinăm coeficientul de nelinearitate dat de armonica a treia:

$$k_{f3} = k_3\,\frac{R_{ei}}{\omega L_1} = 0{,}24\,\frac{4360}{6{,}28 \cdot 70 \cdot 84} = 0{,}0283\,;\ k_{f3\%} = 2{,}83$$

Armonica a cincea și următoarele se pot neglija din cauza valorii lor reduse, deaceea coeficientul total de nelinearitate al transformatorului se poate considera egal cu coeficientul de nelinearitate dat de armonica a treia.

11. La o altă frecvenţă, de exemplu la frecvenţa de 50 Hz, inducţia în miez trebue să fie:

$$B_m = \frac{348 \cdot 10^8}{6{,}28 \cdot 50 \cdot 5{,}61 \cdot 2100} = 9400 \text{ gauss}$$

La aceaastă inducţie, conform curbelor din fig XVIII. 2 permeabilitatea este egală cu 2 200 gauss/oersted, iar inductanţa înfăşurării primare a transformatorului va fi egală cu 56 H. Totuşi, la o frecvenţă atât de scăzută vor avea loc distorsiuni de frecvenţă, care se determină prin expresia:

$$M_i = \sqrt{1 + \left(\frac{4360}{6{,}28 \cdot 50 \cdot 56}\right)^2} = 1{,}03$$

Deaceea, inducţia din miez nu atinge 9 400 gauss şi va fi de 1,03 ori mai mică, adică de 9 100 gauss. Corespunzător variază puţin şi permeabilitatea oţelului şi inductanţa înfăşurării primare. După valoarea determinată a inducţiei determinăm curbele din fig. XVIII. 7, coeficientul armonicei a treia şi apoi coeficientul de neiinearitate pentru frecvenţa de 50 Hz, tot aşa ca şi pentru 70 Hz.

Repetând calculele de mai sus, pentru frecvenţele de 40, 60, 80, 100, 150, 200 şi 300 Hz, se obţin datele sintetizate în tabela X. 1. Din această tabelă rezultă că valoarea coeficientului de nelinearitate al transformatorului, fără magnetizare de curent continuu, creşte foarte repede, când frecvenţa scade, iar la frecvenţele care depăşesc frecvenţa inferioară de 2 ÷ 3 ori se micşorează, astfel încât nu poate fi neglijat.

Tabela X.1.

f, Hz	B_m, gauss	μ ~	L_1, H	ωL_1	k	$\frac{R_{ei}}{\omega L_1}$	K_f %
40	10 900	1 700	43,3	10 900	0,35	0,4	14
50	9 100	2 300	58,6	18 400	0,31	0,237	7,35
60	7 800	2 800	68,8	26 000	0,27	0,168	4,53
70	6 700	3 300	84	36 900	0,24	0,118	2,83
80	5 860	3 650	90,5	45 500	0,215	0,096	2,06
100	4 690	3 950	100	62 800	0,18	0,0694	1,25
150	3 120	3 800	97	91 400	0,13	0,0477	0,62
200	2 350	3 500	89,2	112 000	0,11	0,039	0,43
300	1 560	3 100	79	149 000	0,075	0,029	0,22

Curba de variaţie a coeficientului de nelinearitate cu frecvenţa pentru acest transformator este indicată în figura X. 4 (curba *a*).

In condiţiile reale de funcţionare a transformatorului în montaj în contratimp, componentele continue ale curentului anodic în cele două jumătăţi ale înfăşurării primare a transformatorului au valori diferite din cauza asimetriilor montajului. Aceasta provoacă o creştere bruscă a dis-

torsiunilor nelineare produse de transformator, deoarece în afară de armonica a treia, în cazul magnetizării date de curentul continuu începe să apară armonica a doua, cu o valoare mai mare.

Pentru a ilustra influența inegalității curenților anodici ai tuburilor asupra distorsiunilor nelineare, să calculăm coeficientul de nelinearitate al transformatorului, din datele indicate mai sus, pentru cazul când componentele continue în jumătățile înfășurării primare diferă cu ± 6 mA, adică sunt de 64 și 76 mA.

In acest caz:

1. Pentru 1 cm de lungime amperspirele de magnetizare continue a circuitului magnetic sunt:

$$aw_0 = \frac{I_{01}w_{11} - I_0 w_{12}}{l_{med}} = \frac{76 \cdot 10^{-3} \cdot 1050 - 64 \cdot 10^{-3} \cdot 1050}{12{,}2} = 1{,}03$$

adică aproximativ o amperspiră pe cm.

2. La frecvența de 300 Hz, inducția în miez, la amplitudinea maximă a semnalului, va fi egală cu valoarea găsită anterior 1560 gauss (tabela X 1). După curbele din fig. XVIII.2 permeabilitatea la această inducție, cu magnetizarea continuă de o amprespiră pe centimetru, este egală cu 1200 gauss/oersted, iar coeficienții armonicei a doua și a treia a curentului, conform curbelor din fig. XVIII 7 și XVIII 8 pentru aceleași date, sunt egali respectiv cu 0,11 și 0,08.

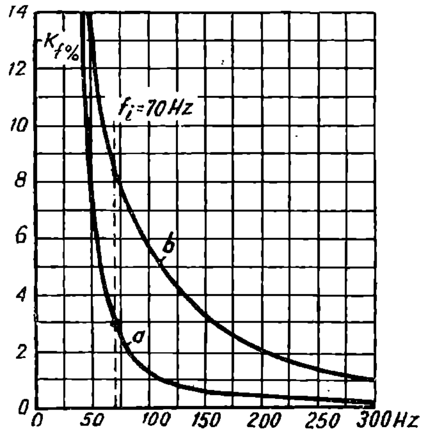


Fig. X.4. Variația coeficientului de nelinearitate cu frecvența pentru transformatorul din exemplul 1: a) curenții din ambele brațe sunt egali; b) curenții sunt desechilibrați cu ± 6 mA.

3. In aceste condiții inductanța înfășurării primare a transformatorului este:

$$L_{1\,(1560)} = 10{,}2 \frac{1200}{400} = 30{,}6 \text{ H}$$

4. Coeficienții de nelinearitate dați de armonicele a doua și a treia la frecvența de 300 Hz sunt:

$$k_{f2} = k_2 \frac{R_{ei}}{\omega L_1} = 0{,}11 \frac{4360}{6{,}28 \cdot 300 \cdot 30{,}6} = 0{,}0083$$

$$k_{f3} = k_3 \frac{R_{ei}}{\omega L_1} = 0{,}08 \frac{4360}{6{,}28 \cdot 300 \cdot 30{,}6} = 0{,}006$$

5. Coefcientul total de nelinearitate al transformatorului, la frecvența de 300 Hz, se calculează din expresia:

$$k_f = \sqrt{k_{f2}^2 + k_{f3}^2} = \sqrt{0{,}0083^2 + 0{,}006^2} = 0{,}0102;\ k_{f\,\%} = 1{,}02$$

Din compararea valorii obținute cu cea calculată anterior, rezultă că inegalitatea curenților anodici a mărit distorsiunile nelineare, produse de

transformator la frecvența de 300 Hz, mai mult de 4,5 ori. Deoarece inegalitatea curenților anodici din brațele montajului în contratimp are loc totdeauna în practică, calculul nelinearității transformatorului dintr'un astfel de montaj trebue să se execute plecând dela desechilibrul maxim admisibil al brațelor în condițiile de regim.

Efectuând astfel calculul nelinearității acestui transformator pentru alte frecvențe și introducând corecția pentru inducție, impusă de distorsiunile de frecvență, acolo unde aceasta este necesară, se obțin datele indicate în tabela X. 2.

Pentru compararea rezultatului obținut cu coeficientul de nelinearitate al aceluiași transformator, în lipsa desechilibrului brațelor, în fig. 4 este indicată curba construită pe baza datelor din tabela X. 2 (curba b).

Tabela X.2.

f_{Hz}	B_m *gauss*	$\mu \sim$	L_1, H	ωL_1	$\frac{R_{ei}}{\omega L_1}$	k_2	k_3	$k_{f2}\%$	$f_3\%$	$k_f\%$
40	10800	1660	42,1	10600	0,411	0,26	0,35	10,7	14,4	17,9
50	9100	2000	51	16000	0,272	0,35	0,305	9,5	8,3	12,6
60	7700	2200	56	21100	0,207	0,4	0,27	8,3	5,6	10
70	6600	2150	54,8	24100	0,181	0,405	0,24	7,3	4,35	8,5
80	5800	2100	53,5	26900	0,162	0,395	0,215	6,4	3,5	7,3
100	4650	1900	48,5	30400	0,144	0,355	0,18	5,1	2,6	5,7
150	3100	1600	40,8	38400	0,114	0,255	0,135	2,9	1,55	3,3
200	2350	1400	35,7	44800	0,0974	0,185	0,105	1,8	1	2,6
300	1560	1200	30,6	57700	0,0755	0,11	0,08	0,83	0,6	1,02

Exemplul 2. Să se calculeze coeficientul de nelinearitate al transformatorului de ieșire din etajul final simplu, la frecvența de lucru inferioară. Transformatorul este magnetizat de componența de curent continuu iar în miez se introduce un întrefier. Datele transformatorului și ale etajului sunt următoarele:

Rezistența interioară a lămpii etajului final $R = 800\,\Omega$
Rezistența înfășurării primare a transformatorului $r_1 = 190\,\Omega$
Rezistența raportată a înfășurării secundare $r'_2 = 190\,\Omega$
Rezistența raportată a sarcinii $R'_2 = 2120\,\Omega$
Frecvența de lucru inferioară $f_i = 50$ Hz
Amplitudinea tensiunii din înfășurarea primară $U_{m1} = 140$ V
Componenta continuă a curentului din înfășurarea primară $_0 = 60$ mA
Numărul spirelor înfășurării primare $w_1 = 2000$ spire
Secțiunea netă a miezului $q_c = 5{,}1$ cm^2
Lungimea liniei de forță medii din miez $l_{med} = 14{,}4$ cm
Lungimea întrefierului în miez la $= 0{,}015$ cm $(0{,}0075 \times 2)$
Materialul miezului este oțel XBП de 0,35 mm; după ștanțare tolele nu au fost recoapte.

1. Determinăm amperspirele continue, care revin pentru un cm din lungimea circuitului magnetic:

$$aw'_0 = \frac{I_0 w_1}{l_{med}} = \frac{60 \cdot 10^{-3} \cdot 2000}{14{,}4} = 8{,}33$$

2. Calculăm valoarea ce ar avea-o componenta continuă a inducției, dacă materialul miezului ar fi fără reluctanță (întreaga tensiune magnetică concentrată pe întrefier):

$$B'_0 = \frac{0{,}4\,\pi I_0 w_1}{l_a} = \frac{1{,}256 \cdot 60 \cdot 10^{-3} \cdot 2000}{0{,}015} = 10000 \text{ gauss}$$

3. După curba din fig. XVIII. 12 găsim componenta continuă efectivă a inducției și amperspirele pentru un cm din materialul miezului. Pentru aceasta se trec valorile B'_0 ș aw'_0 obținute la punctul 1 și 2, pe axele de coordonate ale graficului și se duce prin punctele obținute o dreaptă. Abscisa și ordonata punctului de intersecție a acestei drepte cu curba de magnetizare a oțelului XВП sunt valorile căutate pentru B_0 și aw_0 In cazul de față, găsim:

$$B_0 = 8700 \text{ gauss}; \; aw_0 = 1 \text{ A . sp/cm}.$$

4. Determinăm amplitudinea forței contraelectromotoare, din înfășurarea primară:

$$E_{m1} = U_{m1} \frac{r'_2 + R'_2}{r_1 + r'_2 + R'_2} = 140 \cdot \frac{190 + 2120}{100 + 190 + 2120} = 129 \text{ V}$$

5. Determinăm amplitudinea componentei a inducției, la frecvența de lucru inferioară și la amplitudinea maximă a semnalului, egală cu 129 V

$$B_{mi} = \frac{E_{m1} 10^8}{\omega_i q_c w_1} = \frac{129 \cdot 10^8}{6{,}28 \cdot 50 \cdot 5{,}1 \cdot 2000} = 4020 \text{ gauss}$$

6. După curbele din fig. XVIII. 4 determinăm valoarea permeabilității oțelului XBII pentru $B_m = 4020$ gauss și $aw_0 = 1$

$$\mu \sim = 2050 \text{ gauss/oersted.}$$

7. Deci, inductanța înfășurării primare a transformatorului, la frecvența de lucru inferioară și la amplitudinea maximă a semnalului, este:

$$L_1 = \frac{0{,}4\,\pi w_1^2 q_c}{10^8\left(l_a + \frac{l_{med}}{\mu \sim}\right)} = \frac{1{,}256 \cdot 2000^2 \cdot 5{,}1}{10^8\left(0{,}015 + \frac{14{,}4}{2050}\right)} = 11{,}6 \text{ H}$$

8. Calculăm rezistența generatorului echivalent pentru frecvențele inferioare:

$$R_{ei} = \frac{(R + r_1)(r'_2 + R'_2)}{R + r_1 + r'_2 + R'_2} = \frac{(600 + 190)(190 + 2120)}{600 + 190 + 190 + 2120} = 692\ \Omega$$

9. Distorsiunile de frecvență, la frecvența de lucru inferioară și la amplitudinea maximă a semnalului, sunt:

$$M_i = \sqrt{1 + \left(\frac{R_{ei}}{\omega L_1}\right)^2} = \sqrt{1 + \left(\frac{692}{6{,}28 \cdot 50 \cdot 11{,}6}\right)^2} = 1{,}018$$

Distorsiunile de frecvență sunt neînsemnate și corecția pentru micșorarea inducției din cauza distorsiunilor de frecvență nu este necesară.

10. Pentru valorile obținute pentru $B_m = 4\,020$ gauss și $aw_0 = 1$ A. sp/cm, după curbele din fig. XVIII. 8 și XVIII. 7 găsim coeficienții armonicelor a doua și a treia ale curentului:

$$k_2 = 0{,}34\,;\ k_3 = 0{,}16$$

11. Coeficientul de nelinearitate dat de armonica a doua va fi:

$$k_{f2} = k_2 \frac{R_{ei}}{\omega L_1 \left(1 + \frac{\mu \sim l_a}{l_{med}}\right)} = 0{,}34 \frac{692}{6{,}28 \cdot 50 \cdot 11{,}6 \left(1 + \frac{2050 \cdot 0{,}015}{14{,}4}\right)} = 0{,}0205$$

12. Coeficientul de nelinearitate dat de armonica a treia va fi:

$$k_{f3} = k_3 \frac{R_{et}}{\omega L_1 \left(1 + \frac{\mu \sim l_a}{l_{med}}\right)} = 0{,}16 \frac{692}{6{,}28 \cdot 50 \cdot 11{,}6 \left(1 + \frac{2050 \cdot 0{,}015}{14{,}4}\right)} = 0{,}0097$$

13. Coeficientul de nelinearitate al transformatorului se va determina neluând în considerație armonicele superioare armonicei a treia:

$$k_f = \sqrt{k_{f2}^2 + k_{f3}^2} = \sqrt{0{,}0205^2 + 0{,}0097^2} = 0{,}023\,;\ k_{f\%} = 2{,}3\,.$$

Pe cale analoagă se poate calcula factorul de nelinearitate și pentru alte frecvențe.

CAPITOLUL XI.

MATERIALELE MAGNETICE FOLOSITE PENTRU MIEZURILE TRANSFORMATORILOR DE JOASĂ FRECVENŢĂ, ŞI PROPRIETĂŢILE LOR

§ XI.1. Materialele magnetice pentru miezuri.

Pentru a obţine o bandă largă de trecere, raportul dintre inductanţa înfăşurării primare a transformatorului şi inductanţa lui de scăpări trebue să fie suficient de mare. Aceasta se realizează cel mai simplu prin mărirea inductanţei înfăşurării primare, deoarece micşorarea inductanţei de scăpări este legată de complicarea construcţiei transformatorului şi de mărirea capacităţii lui proprii. Folosirea unui material cu o înaltă permeabilitate magnetică pentru câmpurile alternative, permite să se mărească de mai multe ori inductanţa înfăşurării primare, fără a schimba aproape de loc inductanţa de scăpări a transformatorilor.

Principiile teoretice ale fenomenelor electromagnetice din metale sunt expuse în lucrările lui V. C. Arcadiev, B. A. Bedenschi şi G. S. Landsberg. Cartea lui A. S. Zaimovschi şi V. V. Usov cuprinde numeroase cunoştinţe practice referitoare la materialele magnetice (vezi B 11, 12 şi 13).

Materialele magnetice folosite pentru miezurile transformatorilor de joasă frecvenţă sunt fabricate în formă de tole sau benzi de diferite dimensiuni; din aceste tole sau benzi se ştanţează sau se decupează tolele miezului. Uneori, miezul este înfăşurat într'o bandă lungă de material magnetic. Grosimea tolelor sau a benzii depinde de valoarea admisibilă a pierderilor prin curenţi turbionari care cresc brusc odată cu mărirea grosimii tolei.

Pentru o limită inferioară a frecvenţelor de lucru foarte ridicată şi pentru un raport mic între frecvenţa de lucru superioară şi cea inferioară, (cazul transformatorului de medie frecvenţă, dintr'o superheterodină) devine mai avantajoasă folosirea miezurilor din material magnetic măcinat fin şi presat cu substanţa izolantă (ferocarturile: alsifer, fiercarbonil, etc).

Aceşti transformatori nu se mai pot considera transformatori de joasă frecvenţă, deaceea, nu se vor studia proprietăţile ferocarturilor, cu atât mai mult cu cât această problemă este tratată în cărţile citate (vezi B. 14).

Miezurile din sârmă trefilată din material magnetic, care au fost folosite uneori pentru transformatori, în primii ani de utilizare, nu se mai folosesc deloc in prezent, din cauza unui coeficient scăzut de umplere a secţiunii miezului şi costului mai ridicat al sârmei în comparaţie cu materialul în tole, precum şi din cauza complicării tehnologiei producţiei.

Cerinţele principale impuse materialelor magnetice folosite pentru miezurile transformatorilor de joasă frecvenţă sunt:

1. O înaltă permeabilitate magnetică pentru câmpurile alternative.
2. Pierderi scăzute prin histerezis şi prin curenţi turbionari.
3. Prelucrare mecanică uşoară.
4. Cost scăzut.

Condiţiile indicate nu pot fi satisfăcute simultan în aceeaşi măsură; diferitele materiale magnetice le satisfac într'un grad diferit.

Materialele magnetice în tole cu o forţă coercitivă scăzută (materialele magnetice moi), care se folosesc pentru miezurile transformatorilor de joasă frecvenţă, se pot împărţi în următoarele grupuri principale:

A) Oţeluri electrotehnice de transformatori obişnuite, (oţelurile Э3 şi Э4).

B) Oţelurile cu permeabilitate mare pentru câmpurile slabe (oţeluri ВЛ).

C) Oţeluri pentru aparatajul şi maşinile de înaltă frecvenţă (oţeluri ВЧ, ТП).

D) Oţeluri cu permeabilitate mare pentru câmpurile puternice (oţeluri ХВП).

E). Permalloy şi alte aliaje de nichel şi cobalt (45 % permalloy, 78 % permalloy, permendur, etc).

Considerentele de care se ţine seama la alegerea calităţii materialului magnetic pentru miezul transformatorului sunt expuse în paragraful XIV.3.

XI. 2. Pierderile în miez şi influenţa lor asupra funcţionării transformatorului.

Componentele principale ale pierderilor din miezul transformatorului de joasă frecvenţă sunt pierderile prin histerezis, prin curenţi turbionari şi prin magnetizare remanentă. In schema echi-

valentă a transformatorului, toate aceste pierderi pot fi evaluate prin introducerea rezistenței pierderilor, în derivație sau în serie cu inductanța L_1, care exprimă curentul de magnetizare al transformatorului. Deoarece curentul de mers în gol se descompune în două componente, curentul pierderilor și curentul de magnetizare, pentru analiză este mai indicată legarea rezistenței pierderilor în derivație cu inductanța înfășurării primare.

Pierderile în miez depind de dimensiunile lui, de calitatea materialului magnetic, de inducție și de frecvență. Influența pierderilor din miez asupra funcționării transformatorului nu este caracterizată de mărimea absolută a pierderilor, ci de raportul dtnire curentul pierderilor și curentul de magnetizare; el este egal cu raportul dintre reactanța inductivă a înfășurării primare și rezistența pierderilor. Din schema echivalentă a miezului, indicată în fig XI.1 și diagrama vectorială, rezultă că raportul dintre curentul pierderilor I_p și curentul de magnetizare I_m este egal cu tangenta unghiului de defazaj, între curentul de magnetizare și curentul de mers în gol I_0:

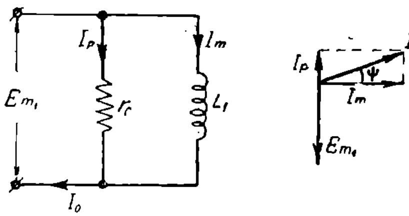


Fig. XI.1. Schema echivalentă a miezului și diagrama ei vectorială

$$I_p = \frac{E_{m1}}{r_c}\,;\quad I_m = \frac{E_{m1}}{\omega L_1}\,;\qquad I_0 = \sqrt{I_p^2 + I_m^2}\,;$$

$$\operatorname{tg}\psi = \delta = \frac{I_p}{I_m} = \frac{\omega L_1}{r_c}\,. \tag{XI.1}$$

Acest raport poate fi numit tangenta unghiului de pierderi a miezului. Mai practică pentru calcule este mărimea inversă, pe care o vom denumi factor de calitate al miezului, notat prin Q_m:

$$Q_m = \frac{I_m}{I_p} = \frac{r_c}{\omega L_1}\,. \tag{XI.2}$$

Notația similară de factor de calitate al bobinei, care reprezintă raportul dintre rezistența în derivație a pierderilor și reactanța inductivă a bobinei se utilizează curent în radiotehnică.

Vom studia cum depinde factorul de calitate și pierderile în miez de o serie de factori.

1. *Variația factorului de calitate al miezului cu dimensiunile lui geometrice, și permeabilitatea magnetică a materialului.*

Pentru complectarea notațiilor se adaugă următoarele:

P_m — Puterea pierderilor în miez,

V_m — volumul materialului magnetic al miezului,

q_c — secțiunea pură a materialului magnetic al miezului,

l_g — lungimea geometrică a miezului,

l_{med} — lungimea liniei medii de forță magnetică din miez,

A — raportul dintre volumul miezului și produsul $q_c\, l_{med}$,

B_m — amplitudinea inducției alternative în miez,

$\mu_\sim$ — permeabilitatea dinamică a materialului magnetic (permeabilitatea pentru componenta alternativă a fluxului magnetic),

w_1 — numărul de spire din înfășurarea primară a transformatorului,

ω — pulsația,

E_{m1} — amplitudinea forței contraelectromotoare indusă în înfășurarea primară,

a — coeficientul pierderilor prin histerezis,

b — coeficientul pierderilor prin curenți turbionari,

c — coeficientul pierderilor prin întârzire magnetică.

Lungimea liniei medii de forță magnetică din miez, l_{med}, este totdeauna mai mică decât lungimea geometrică a miezului l_g, deoarece linia de forță la colțurile miezului urmează curba de racordare (fig. XI.2), iar pe de altă parte linia mijlocie de forță, din cauza densității neuniforme a fluxului magnetic din miez, este deplasată față de mijlocul miezului, spre liniile mai scurte (fig. XI.3). Deaceea, volumul materialului magnetic al miezului care este egal cu produsul dintre secțiunea miezului și lungimea lui geometrică, este totdeauna cu puțin mai mare decât produsul $q_c\, l_{med}$. Prin urmare, A este totdeauna mai mare decât unitatea:

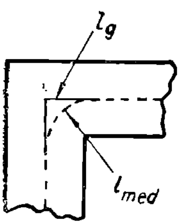


Fig. XI.2. Scurtarea liniei de forță mijlocii din miez, în comparație cu lungimea lui geometrică

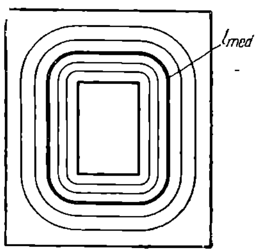


Fig. XI.3. Scurtarea liniei de forță mijlocii, din cauza concentrației fluxului magnetic spre partea interioară a miezului

$$V = q_c\, l_g = A q_c\, l_{med} \tag{XI.3}$$

Pentru aflarea relației dintre factorul de calitate al miezului, dimensiunile lui și permeabilitatea materialului magnetic, se va scrie relația dintre volumul materialului magnetic al miezulu și puterea pierdută în el:

$$P_m = V_m F(\omega, B_m) = A q_c l_{med} F(\omega, B_m). \qquad \text{(XI.4)}$$

Valoarea rezistenței pierderilor poate fi determinată, dacă se cunoaște amplitudinea forței electromotoare și puterea pierdută:

$$r_c = \frac{E_{m1}^2}{2 P_m}. \qquad \text{(XI.5)}$$

Amplitudinea forței contraelectromotoare se determină prin expresia, bine cunoscută în electrotehnică:

$$E_{m1} = \omega B_m q_c w_1 \, 10^{-8} V \qquad \text{(XI.6)}$$

Substituind relațiile (XI.4) și (XI.6), în relația (XI.5), prin transformări simple se obține:

$$r_c = \frac{\omega q_v w_1^2}{2 \cdot 10^{16} A l_{med} F(\omega, B_m)}. \qquad \text{(XI.7)}$$

In paragraful XV.4 se demonstrează că inductanța înfășurării primare a transformatorului cu miez din material magnetic, care are o permeabilitate mult mai mare decât unitatea, se determină suficient de precis din expresia:

$$L_1 = \frac{0{,}4\, \pi \mu_\sim w_1^2 q_c}{10^8 l_{med}} \text{ H}. \qquad \text{(VI.8)}$$

Substituind în relația (XI.2) valorile găsite pentru r_c și L_1, după reduceri se obține:

$$Q_m = \frac{1}{8 \cdot 10^7 \pi A \mu_\sim F(\omega, B_m)} \qquad \text{(XI.9)}$$

Rezultatul dovedește că factorul de calitate al miezului este invers proporțional cu permeabilitatea materialului magnetc, și depinde de proprietățile fizice ale materialului iar nu de dimensiunile miezului, cu condiția ca valoarea lui A să rămână constantă.

Pentru miezurile obișnuite valoarea coeficientului A este apropiată de unitate. Pentru miezurile cu o secțiune foarte redusă a circuitului magnetic, și cu o mare lungime a liniei de forță mijlocii, A nu diferă practic de unitate. Deaceea, factorul de

calitate nu depinde deloc de forma şi de dimensiunile miezului, şi este determinat doar de proprietăţile fizice ale materialului magnetic respectiv.

Această valoare a factorului de calitate reprezintă *factorul de calitate al materialului magnetic* Q_{mat}:

$$Q_{mat} = \frac{1}{8 \cdot 10^7 \pi\mu \sim (F\omega, B_m)} \qquad \text{(XI.10)}$$

Din cauză că A în cazurile obişnuite, nu diferă cu mult de unitate, în calculele practice se poate considera că factorul de calitate al miezului nu diferă de factorul de calitate al materialului magnetic.

Din punct de vedere fizic, factorul de calitate al materialului magnetic reprezintă raportul dintre puterea reactivă de magnetizare şi puterea pierderilor. De aici este clar că pentru permalloy, a cărui putere de magnetizare este de multe ori mai mică decât a oţelului de transformator obişnuit, factorul de calitate rezultă mult mai scăzut decât pentru oţel.

2. *Variaţia factorului de calitate al materialului magnetic cu inducţia şi frecvenţa.*

Determinările experimentale ale factorului de calitate şi a permeabilităţii materialelor magnetice moi, în formă de tole, dovedesc că pentru inducţii alternative foarte mici, atât factorul de calitate cât şi permeabilitatea dinamică sunt constante şi independente de inducţie (fig. XI.4) şi XI.5). Caracterul constant al permeabilităţii dovedeşte că în câmpurile foarte slabe caracteristica de magnetizare a materialului magnetic este, din punct de vedere practic, rectilinie şi că în aceste condiţii, transformatorul nu provoacă distorsiuni neliniare.

Valorile permeabilităţii dinamice şi ale factorului de calitate, pentru câmpurile foarte slabe, se numesc permeabilitatea dinamică iniţială şi factorul de calitate iniţial.

La creşterea inducţiei, începând cu o valoare determinată a ei, permeabilitatea dinamică a materialului începe să crească, iar factorul de calitate scade.

Inducţia maximă, pentru care permeabilitatea şi factorul de calitate îşi mai păstrează valorile iniţiale, depinde atât de calitatea materialului magnetic, cât şi de tratamentul lui termic. Tratamentul termic măreşte permeabilitataa iniţială a materialului magnetic, deci reduce limita linearităţii caracteristicei de magnetizare, micşorând valoarea inducţiei la care permeabilitatea şi factorul de calitate încep să se modifice (fig. XI 4 şi fig. XI.5) Pentru oţelurile de transformator obişnuite, aliate cu siliciu (Э3, Э4 ВП) imita de liniearitate este situată între câteva zecimi de gauss

şi câţiva gauşi. Ea depinde de calitatea oţelului, precum şi de regimul de recoacere.

Pentru aliajele cu un conţinut ridicat de nichel, limita de linearitate este mult superioară (fig. XI.6) şi deseori atinge mai multe sute de gauşi. Tratamentul termic special permite să se ridice această limită şi mai mult (perminvar).

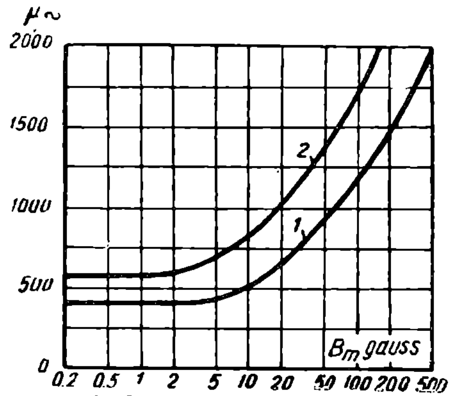


Fig. XI.4. Relaţia dintre permeabilitatea magnetică dinamică a oţelului э4AA şi inducţie şi recoacere: 1. până la recoacere; 2. după recoacere

Rezultatele măsurătorilor sunt de acord cu teoria. Dacă se consideră că pierderile totale în materialul magnetic al miezului, pentru câmpuri slabe, sunt determinate de expresia:

$$P_m = V_m (a \omega B_m^3 + b \omega^2 B_m^2 + c \omega B_m^2) \quad \text{(XI.11)}$$

în care primul termen reprezintă pierderile prin histerezis, al doilea termen pierderile prin curenţi turbionari şi al treilea termen, pierderile prin întârzierea magnetică. Inlocuind volumul miezului prin valoarea lui din relaţia (XI.3), obţinem:

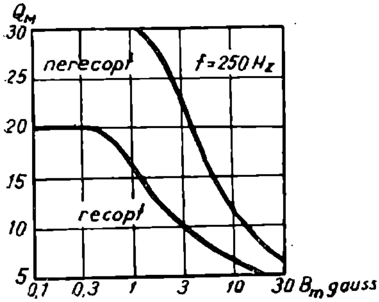


Fig. XI.5. Relaţia dintre factorul de calitate şi inducţie şi recoacere, pentru oţelul э4AA de 0,5 mm

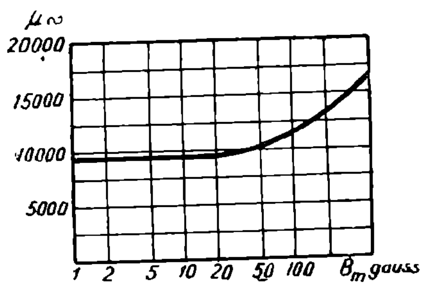


Fig. XI.6. Relaţia dintre permeabilitatea dinamică şi inducţie, pentru permalloy 78% recopt

$$P_m = A q_c l_{med} \omega B_m^2 (a B_m + b \omega + c). \quad \text{(XI.12)}$$

Substituind în relaţia (XI.5) valoarea E_{mt} din relaţia (XI 6) şi valoarea găsită pentru P_m, rezultă că:

$$r_c = \frac{\omega q_c w_1^2 10^{-16}}{2Al_{med}(aB_m + b\omega + c)} \cdot \qquad \text{(XI.13)}$$

Inlocuind în (XI.2) r_c şi L_1, prin valorile lor din relaţiile (XI.13) şi (XI.8) şi presupunând $A=1$, trecem dela factorul de calitate al miezului la factorul de calitate al materialului magnetic, şi obţinem expresia definitivă sub forma:

$$Q_{mat} = \frac{1}{8 \cdot 10^7 \pi \mu_\sim (aB_m + b\omega + c)} \qquad \text{(XI.14)}$$

Această expresie dovedeşte că în cazul inducţiilor foarte mici şi la frecvenţă constantă, factorul de calitate atinge valoarea maximă. El nu depinde de inducţie, deoarece primul factor din paranteză este neînsemnat în comparaţie cu ceilalţi doi. In afară de aceasta, $\mu_\sim$ atinge în acest caz valoarea minimă, valoarea permeabilităţii iniţiale.

Din formula (XI.14) rezultă că dacă inducţia este constantă, factorul de calitate al materialului magnetic, precum şi factorul de calitate iniţial, se micşorează când creşte frecvenţa de lucru. Aceasta, din cauza creşterii termenului al doilea din paranteză, care caracterizează pierderile prin curenţi turbionari.

Pentru a mări factorul de calitate al materialului magnetic respectiv, la frecvenţele de lucru superioare, este necesar să se micşoreze grosimea tolelor lui; aceasta micşorează valoarea coeficientului de pierderi prin curenţi turbionari b, deci măreşte factorul de calitate.

Permeabilitatea materialului magnetic, ca şi factorul de calitate, scad când frecvenţa creşte. Cauza principală care produce scăderea permeabilităţii magnetice când creşte frecvenţa este împingerea liniilor magnetice de forţă spre suprafaţa materialului magnetic datorită curenţilor turbionari. Fenomenul acesta se manifestă cu atât mai puternic, cu cât este mai mare permeabilitatea magnetică a materialului şi cu cât este mai mare grosimea tolei.

Deaceea, la aceeaşi grosime a tolei diferitelor materiale magnetice, scăderea permeabilităţii cu frecvenţa este cu atât mai mare, cu cât este mai mare permeabilitatea magnetică a materialului. De exemplu, pentru oţelul de transformator Э4 AA cu grosimea tolei de 0,35 mm, permeabilitatea iniţială, la frecvenţa de 1000 Hz, este 90% din permeabilitatea la frecvenţa de 50 Hz (fig. XI.7). La permalloy care are $\mu_\sim i$ = 10000 gauss/oersted,

la aceiaşi grosime a tolei permeabilitatea iniţială la 1000 Hz este doar 20% din permeabilitatea la 50 Hz.

Reducerea scăderii permeabilităţii în funcţie de frecvenţă, se poate realiza prin micşorarea grosimii tolelor materialului magnetic, ceeace provoacă micşorarea curenţilor turbionari. In fig. XI.8 sunt indicate curbele dependenţei dintre permeabilitatea iniţială a permalloyului şi frecvenţă pentru epruvetele de permalloy în tole, cu grosimea de 0,1 mm. Aceste curbe dovedesc că la o astfel de grosime a tolei, chiar dacă $\mu_{\sim i}$ = 10000 gauss/oersted, scăderea permeabilităţii la 1000 Hz este redusă.

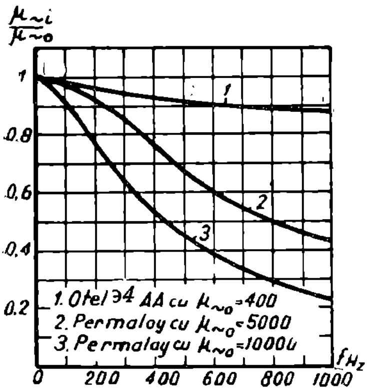


Fig. XI.7. Variaţia permeabilităţii iniţiale cu frecvenţa, pentru diferite materiale cu grosimea tolei de 0,35 mm

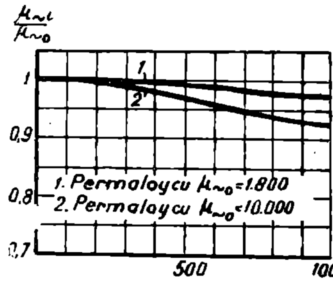


Fig. XI.8. Variaţia permeabilităţii iniţiale cu frecvenţa la permalloy cu grosimea tolei de 0,1 mm

3. *Variaţia pierderilor din miez cu frecvenţa pentru o tensiune constantă aplicată transformatorului.*

Când se ridică caracteristica de frecvenţă a transformatorului sau a etajului cu transformator, în toată banda frecvenţelor de lucru se aplică o tensiune constantă. Respectând această condiţie vom găsi la ce frecvenţe pierderile din miez sunt maxime. Din expresia (XI.6) se poate remarca uşor că dacă tensiunea este constantă şi celelalte condiţii sunt egale, frecvenţa şi inducţia sunt invers proporţionale:

$$B_m = \frac{E_{m1}\, 10^8}{\omega\, w_1\, q_c} = \frac{k}{\omega}, \tag{XI.15}$$

în care k este coeficientul de proporţionalitate. Prin urmare, inducţia maximă în miez are loc la frecvenţa de lucru inferioară.

Inlocuind în expresia (XI.11) B_m, prin valoarea lui din expresia (XI.15), obţinem:

$$P_m = V_m \left[\frac{ak^3}{\omega^2} + bk^2 + \frac{ck^2}{\omega}\right] \cdot \tag{XI.16}$$

De aici reiese că pierderile maxime în miez au loc la frecvența de lucru inferioară și prin urmare influența pierderilor în miez asupra funcționării transformatorului va fi maximă la frecvențele inferioare. Curba pierderilor în miezul transformatorului, în funcție de frecvență, obținută pe cale experimentală (indicată în fig. XI.9), confirmă concluziile de mai sus.

Transformatorii de joasă frecvență, care funcționează în amplificatorii în care amplitudinea semnalului variază în limite largi (de exemplu amplificatorii de sunet), trebue să aibă o caracteristică de frecvență care să satisfacă, la orice amplitudine a semnalului, condițiile tehnice propuse.

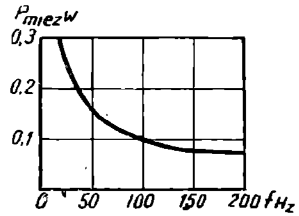


Fig. XI. 9. Relația dintre pierderile în miez și frecvență, pentru o tensiune constantă aplicată transformatorului

Din cauză că permeabilitatea, deci și inductanța transformatorului, depind de tensiunea ce se aplică acestuia, caracteristica de frecvență este mai proastă la amplitudinea minimă a semnalului. Variația caracteristicei de frecvență la variația amplitudinei semnalului, este deosebit de mare la transformatorii cu o inducție de lucru în miez, ridicată, deci la transformatorii de ieșire. Dacă se consideră că cerințele privind caracteristica de frecvență trebue să se mențină până la o amplitudine a semnalului egală cu o sutime din valoarea amplitudinei maxime, pentru calculul transformatorului trebue să se ia valoarea permeabilității corespunzătoare inducției în miez egală cu 0,01 din valoarea ei maximă. La transformatorii de ieșire de putere medie și mare, aceasta dă deobicei inducția de calcul de aproximativ 50÷100 gauss.

La aceste valori ale inducției de calcul și la o frecvență de lucru inferioară, situată în majoritatea cazurilor între 30÷150 Hz, valoarea factorului de calitate al materialului magnetic Q_{mat}, pentru oțelurile de transformator, este rareori mai mică decât 10. Prin urmare, în majoritatea cazurilor, se poate neglija influența pierderilor în miez asupra caracteristicei de frecvență, la amplitudinea minimă a semnalului.

La transformatorii de ieșire mici, precum și la transformatorii de intrare și cuplaj, dintre lămpi, inducția de calcul este atât de mică, încât calculul lor de construcție trebue să se execute după valoarea inițială a permeabilității materialului magnetic.

Când amplitudinea semnalului crește, se mărește influența pierderilor, dar creșterea respectivă a inductanței maschează creșterea pierderilor și îmbunătățește caracteristica.

In cazurile când este totuşi necesar să se evalueze influenţa pierderilor asupra caracteristicei de frecvenţă, aceasta se poate face determinând valoarea aproximativă a factorului de calitate al materialului miezului, pentru inducţia şi frecvenţa de calcul, şi substituind această valoare în formula (II.13). Valoarea factorului de calitate se calculează după curbele indicate în fig. XVIII.13 ÷ XVIII,18.

Permeabilitatea iniţială a materialului magnetic nu numai că este diferită pentru diferite calităţi, dar variază foarte mult pentru diferite partide de aceiaşi calitate. Una dintre cauze este faptul că pentru măsurarea permeabilităţii iniţiale a oţelurilor aliate de transformator este necesar un aparataj special de măsură, care permite să se execute măsurarea permeabilităţii la inducţii de câteva zecimi de gauss, adică la câmpuri alternative, cu intensitatea de câteva zecimi de miimi de oersted. Uzinele care produc oţeluri de transformator nu posedă aparataj cu suficientă sensibilitate, din care cauză se execută măsurători ale permeabilităţii corespunzătoare câmpului de aproximativ 0,05 ÷ 0,01 oersted. După cum se vede din fig. XI. 10 în cazul acestor câmpuri permeabilitatea oţelurilor de transformator depăşeşte de mai multe ori permeabilitatea iniţială, deci măsurătorile nu permit să se aprecieze mărimea permeabilităţii iniţiale.

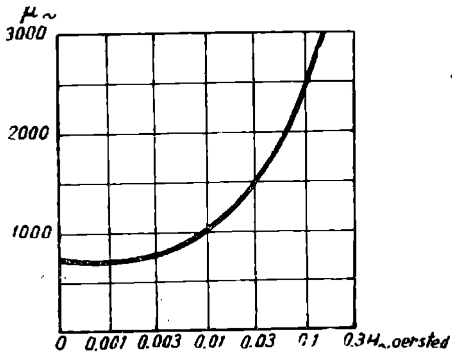


Fig. XI.10. Variaţia permeabilităţii dinamice, cu intensitatea câmpului, pentru epruveta din oţel aliat de transformator, cu permeabilitate mare

Din această cauză, valoarea permeabiltăţii iniţiale nu este prevăzută în prescripţiile tehnice şi în standardele referitoare la oţelurile de transformator. In condiţiile producţiei, variaţiile mari ale permeabilităţii iniţiale determină necesitatea de a calcula transformatorii la valorile minime posibile pentru $\mu_{\sim i}$, ceeace provoacă un consum mărit de material magnetic şi de cupru. Pentru a evita acest consum mărit de materiale, care nu poate fi cu nimic justificat, este necesar să se stabilească valorile minime admisibile ale permeabilităţii iniţiale a oţelurilor ВП, ХВП, Э4АА. Trebue ca uzinele să dispună de un aparataj de măsură corespunzător. Este deasemenea necesar să se introducă controlul permeabilităţii iniţiale, la livrarea oţelului din uzină.

Valorile medii ale permeabilităţii iniţiale, pentru unele materiale magnetice moi folosite în transformatorii de joasă frecvenţă, sunt date în tabela XI.1. Valorile permeabilităţii oţelurilor de transformator se obţin prin măsurători executate asupra miezurilor în E, asamblate prin suprapunere în părţi opuse, din tole ştanţate, confecţionate din oţel recopt în uzină. După ştanţare,

tolele nu se recoc. Valorile permeabilității pentru aliajele de permalloy și permindur se obțin deasemenea prin măsurători executate asupra tolelor în *E*, asamblate prin suprapuneri în părți opuse; dar aici tolele se recoc după ștanțare.

Tabela XI.1.

Calitatea materialului magnetic	Permeabilitatea inițială $\mu_{\sim i}$
Oțelul de transformator Э4АА, grosimea 0,35 — 0,5 mm	400
Oțelul cu permeabilitatea inițială mărită ВП-3, grosimea 0,35 mm	600
Oțel cu permeabilitatea mărită, laminat subțire ТП, В4, 0,2 mm	500
Oțel laminat la rece, cu mare permeabilitate ХВП 0,35 mm . .	500
Permalloy cu conținut de nichel 40 ÷ 50 % grosimea 0,2 ÷ 0,5 mm	2 000
Permalloy cu conținut de nichel 70 ÷ 80 % grosimea 0,2 ÷ 0,5 mm	8 000
Permendur cu grosimea 0,2 mm	700

§ XI. 3. Influența componentei continue a fluxului magnetic asupra permeabilității dinamice

Dacă în miezul transformatorului există un flux magnetic continuu, care depășește cu mult componenta lui alternativă, variația inducției în materialul magnetic al miezului are loc după cicluri minore de magnetizare (vezi B 11). Panta ciclului minor se micșorează, prin creșterea câmpului de magnetizare continuă (fig. XI 11); deaceea, permeabilitatea dinamică a materialului magnetic scade prin mărirea magnetizării continue. Scăderea permeabilității, în cazul magnetizării continue, este cu atât mai intensă cu cât este mai mare permeabilitatea materialului magnetic (fig. XI.12).

Prin acest fenomen se explică faptul bine cunoscut că inductanța bobinei de șoc, sau a transformatorului, scade, dacă prin înfășurarea respectivă trece componenta de curent continuu.

Experiența dovedește că dacă magnetizarea continuă depășește 1÷2 amperspire, pentru 1 cm din lungimea circuitului magnetic, este avantajos să se introducă în miez un întrefier diamagnetic, (amagnetic) (o porțiune cu aer sau o garnitură din material izolant, care fixează mărimea întrefierului. In aceste cazuri, introducerea întrefierului mărește inductanța transforma-

torului, deoarece în cazul întrefierului, inductanța scade mai puțin în funcție de magnetizarea continuă decât în cazul că ar lipsi. La o anumită valoare a întrefierului, inductanța atinge valoarea maximă (fig. XI.13); acest întrefier se numește optim. Mărimea întrefierului optim depinde din punct de vedere prac-

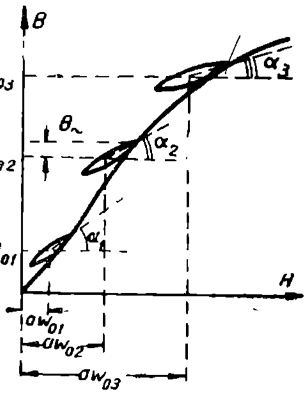


Fig. XI.11. Ciclurile minore de magnetizare și reducerea pantei ciclurilor minore, provocată de magnetizarea continuă.

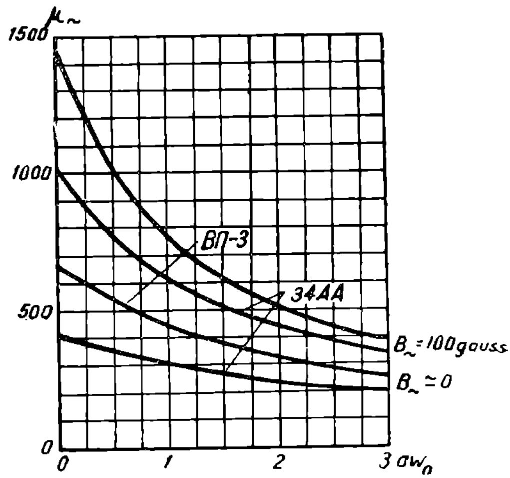


Fig. XI 12. Curbele variației permeabilității inițiale (B ~→ o) și a permeabilității la B~=100 gauss în funcție de amperspirele de curent continuu pentru oțelurile Э4AA și ВП-3

tic de câmpul de magnetizare continuu mărindu-se proporțional cu câmpul. Ea are mici variații pentru diferite materiale magnetice (fig. XV.26).

Mărirea inductanței cu introducerea întrefierului se explică prin faptul că întrefierul micșorează componenta continuă a inducției în miez, din care cauză se mărește panta ciclului minor. In cazul întrefierurilor mici, micșorarea reluctanței miezului reduce reluctanța totală a circuitului magnetic, mai puternic decât o mărește introducerea întrefierului.

Calculul inductanței transformatorului cu magnetizare continuă care are întrefierul optim, se execută după formula obișnuită, înlocuind în ea permeabilitatea dinamică a materialului magnetic $\mu_\sim$, prin permeabilitatea efectivă a circuitului magnetic μ_e, care ia în considerație introducerea întrefierului optim:

$$L_1 = \frac{0{,}4\,\pi\mu_e\, w_1^2 q_c}{10^8 l_{med}}\,. \qquad \text{(XI.17)}$$

Valoarea permeabilității efective μ_e și valoarea întrefierului optim pentru orice material magnetic se pot calcula după caracteristicele de magnetizare în câmpul magnetic continuu și variabil (vezi B 15). Deasemenea se pot obține prin măsurarea directă cu ajutorul instalației destinate pentru ridicarea caracteristicelor materialelor magnetice (vezi § XI.4).

Curbele variației permeabilității inițiale efective μ_{ei} și întrefierurilor optime, cu intensitatea magnetizării continue, pentru diferite materiale magnetice, ridicate cu instalația descrisă mai jos, sunt indicate în fig. XV.25 și XV.26. Aceste curbe sunt necesare la calculul numărului de spire ale înfășurărilor transformatorilor care lucrează cu magnetizare continuă, precum și la determinarea mărimii necesare a întrefierului.

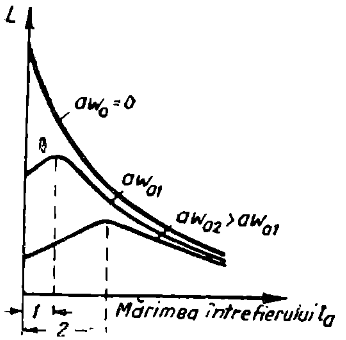


Fig. XI.13. Variația inducției transformatorului fără magnetizare și cu magnetizare continuă, la introducerea întrefierului. 1, întrefierul optim pentru aw_{01} ; 2. întrefierul optim pentru aw_{02}

La alegerea miezului pentru transformator, valoarea aw_0 este necunoscută iar curbele din fig. XV.25 nu pot servi pentru determinarea lui μ_{ei} a cărui cunoaștere este necesară pentru alegerea miezului. Pentru determinarea cu aproximație a valorii μ_{ei} se poate folosi relația dintre permeabilitatea efectivă și produsul $L_1 I_0^2$, care se poate calcula cu ușurință, după datele obținute la calculul electric al transformatorului. Pentru a dovedi existența acestei dependențe, se înmulțesc ambele părți ale egalității (XI.17) prin I_0^2, iar numărătorul și numitorul din partea dreaptă prin l_{med}:

$$L_1 I_0^2 = 0{,}4\,\pi\,10^{-8} \mu_{ei} q_c l_{med} \left(\frac{I_0 w_1}{l_{med}}\right)^2 = 0{,}4\,\pi\,10^{-8} q_c l_{med} \mu_{ei}\, aw_0^2 \quad \text{(XI.18)}$$

Deoarece μ_{ei} depinde de aw_0, produsul $\mu_{ei} aw_0$ situat în partea dreaptă a expresiei obținute este o funcție univocă de μ_{ei}. De aici, rezultă că la o anumită valoare pentru $q_c l_{med}$, fiecărei valori $L_1 I_0^2$ îi corespunde o anumită valoare pentru μ_{ei}, valoare care poate fi găsită prin calcul, după graficele variației permeabilității în curent continuu și aw_0, și deci se poate construi curba variației lui μ_{ei} cu $L_1 I_0^2$.

Pentru diferitele valori ale produsului $q_c l_{med}$, curbele vor fi diferite; în practică valoarea produsului indicat pentru transformatorii de joasă frecvență mici și medii este situată deobicei între 10 și 90, prin urmare variază cel mult de trei ori, față de valoarea medie egală cu 30. La aceste variații pentru $q_c l_{med}$, mărimea μ_{ei} nu variază mult, iar determinarea lui μ_{ei} cu o precizie suficientă, pentru alegerea miezului, se poate face după curba variației lui μ_{ei} cu $L_1 l_0^2$, calculată pentru valoarea $q_c l_{med}$ egală cu 30. Curbele variației lui μ_{ei} cu $L_1 l_0^2$, pentru diferite materiale magnetice, calculate după metoda indicată, sunt date în fig. XI.14.

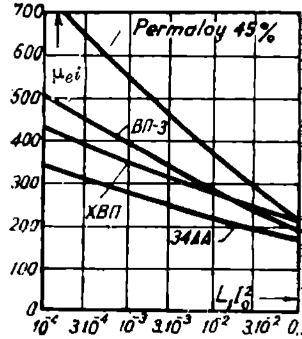


Fig. XI.14 Curbele aproximative de variație a permeabilității efective inițiale cu $L_1 l_0^2$, pentru oțelurile Э4АА, ВП-3, ХВП și permalloy 45%

§ XI.4. Măsurarea permeabilității dinamice și a pierderilor în materialele magnetice moi, în tole.

Practica îndelungată a măsurătorilor asupra materialelor magnetice moi, în câmpurile slabe și medii, a dovedit că metoda cea mai recomandabilă pentru măsurarea permeabilității și a pierderilor este metoda punții. Precizia ei depășește cu mult precizia necesară, iar sensibilitatea, în cazul unui aparat indicator bun, permite să se execute măsurările la inducții de zecimi și chiar sutimi de gauss. Superioritatea metodei punții mai constă și în aceea că printr'o singură măsurare se obțin dintr'o dată două mărimi: inductanța și rezistența pierderilor.

Schemele în punte permit să se execute măsurarea proprietăților materialelor magnetice, pentru o gamă largă de inducții, și la frecvențe dela mai multe zeci de herți, până la zeci de megaherți.

Pentru a determina proprietățile materialului magnetic, se ștanțează sau se decupează din el o cantitate redusă de tole sau inele și se bobinează pe ele o anumită cantitate de spire, sau se asamblează tolele ștanțate într'o bobină de măsură etalon. Măsurând cu ajutorul punții inductanța și rezistența bobinei cu miez, la o frecvență, inducție și magnetizare continuă anumită, se obțin prin calcul permeabilitatea și pierderile în materialul magnetic, la regimul respectiv.

Din marea varietate a schemelor în punte cunoscute, doar foarte puține sunt indicate pentru măsurători magnetice. Schema punților cu rezonanță, al căror echilibru depinde de frecvență, necesită pentru alimentare generatori cu o înaltă stabilitate a frecvenței. Punțile de tip rezonant, care conțin ca element reactiv o inductanță etalon fixă sau variabilă, nu sunt recomandabile pentru măsurări la inducții mici, din cauza sensibilității la câmpurile exterioare. Aceste câmpuri inducând f. e. m. în inductanță etalonul desechilibrează puntea și provoacă erori în măsurători. Doar punținele de tip nerezonant care conțin condensatori etalon pot fi folosite în acest scop.

Dintre schemele de acest tip, cea mai simplă și cea mai practică este schema reprezentată în fig. XI.15. Echilibrarea ei se execută după indicatorul de echilibru cu lampă, IL. Inductanța măsurată cu această punte se determină din capacitatea introdusă prin cutia de condensatori C, pentru echilibrarea punții și rezistențele R_1 și R_2:

$$L_x = CR_1R_2 \qquad \text{(XI.19)}$$

Dacă în formula (XI.19) se substitue valoarea capacității în farazi și a rezistențelor în ohmi, valoarea inductanței măsurate se obține în henry.

Dacă produsul dintre R_1 și R_2 este egal cu 10^6, cum este cazul când $R_1 = R_2 = 1000\ \Omega$, sau dacă $R_1 = 100\ \Omega$, $R_2 = 10000\ \Omega$, formula (XI.19) ia forma mai simplă:

$$L_{x(H)} = C_{(\mu F)} \qquad \text{XI.(20)}$$

Este preferabil să se utilizeze cutia de condensatori cu trei decade, dela 0,001 până la 1 μF, cu un condensator variabil cu aer, legat în paralel cu condensatorul de 1000 $\mu\mu F$, pentru echilibrarea precisă a punții. Pentru mărirea preciziei măsurării factorului de calitate al materialului magnetic la frecvențe joase și inducții mici, cutia trebue să aibă pierderi reduse. Această condiție este pe deplin satisfăcută de cutia de condensatori cu mică.

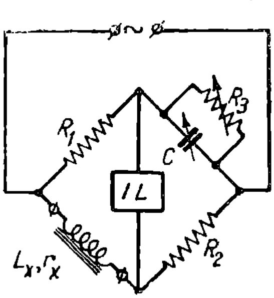


Fig. XI.15. Schema punții pentru măsurarea permeabilității și a pierderilor, cu un condensator variabil etalon

Componenta rezistivă a impedanței bobinei măsurate este echilibrată prin rezistența R_3, și se determină în cazul punții echilibrate prin expresia:

$$r_x = \frac{R_1 R_2}{R_3}. \qquad \text{(XI.21)}$$

Pentru determinarea rezistenţei care corespunde pierderilor din materialul magnetic, este suficient ca din relaţia (XI.21) să se scadă rezistenţa conductorului înfăşurării, care pentru frecvenţele din banda acustică este egală aproximativ cu rezistenţa înfăşurării în curent continuu r_0 :

$$r_m \approx r_x - r_0. \qquad \text{(XI.22)}$$

Permeabilitatea dinamică, a materialului magnetic din epruveta introdusă în bobină, se determină din expresia care se obţine rezolvând formula (X.18), în raport cu $\mu_\sim$:

$$\mu_\sim = \frac{10^8 \, l_{med} L}{0{,}4 \, \pi w^2 \, q_c} . \qquad \text{(XI.23)}$$

In lipsa unei cutii de condensatori cu mică se poate folosi schema punţii cu un condensator etalon fix şi cu două rezistenţe variabile, reprezentată în fig. XI.16. In cazul acestei scheme inductanţa bobinei măsurate şi rezistenţa ei se determină prin aceleaşi formule ca şi pentru schema din fig. XI.15.

Totuşi, punţile în care elementele care realizează coincidenţa de fază şi de amplitudine se găsesc în braţe diferite ale punţii (fig. XI.16), sunt nepractice în lucru. In aceste scheme, echilibrarea precisă a punţii se realizează doar după un şir de reglări succesive ale elementelor de echilibrare. Deaceea, în cazul unui mare număr de măsurări, ceeace se întâmplă de exmplu în cazul studiilor de laborator ale proprietăţilor materialelor magnetice, schema din fig. XI.15 este mai avantajoasă, cu tot costul ridicat al cutiei de condensatori cu mică. Aceasta deoarece aici ambele elemente de reglare se găsesc în acelaş braţ, iar echilibrarea unui element este independentă de a celuilalt.

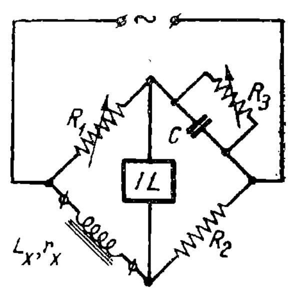


Fig. XI.16. Schema punţii cu condensator etalon fix pentru măsurarea permeabilităţii şi a pierderilor

Pentru accelerarea şi simplificarea măsurătorilor magnetice, epruveta din material magnetic trebue să aibă dimensiuni cât mai mici şi să conţină un număr minim de tole. Necesitatea de a executa măsurătorile la inducţii de ordinul gauşilor şi zecimilor de gauss, pentru obţinerea valorilor iniţiale ale permeabilităţii şi unghiului de pierderi, duc, în cazul unor secţiuni prea mici ale materialului, la tensiuni insuficiente pentru o echilibrare sigură. In cazul unei calităţi satisfăcătoare a aparatajului de măsură o secţiune netă de material de 1 ÷ 2 cm^2 este pe deplin suficientă.

Măsurarea proprietăților materialului magnetic se execută atât asupra epruvetelor toroidale, cât și asupra epruvetelor din tole, în *E* sau în *U*, asamblate prin suprapunere în părți opuse. Uzinele care produc materiale magnetice măsoară deobicei proprietățile acestor materiale folosind epruvete toroidale, pentru a exclude influența rosturilor și asamblării tolelor asupra rezultatelor măsurării.

Pentru uzinele care folosesc materiale magnetice în transformatorii și bobinele de șoc fabricate, este necesară cunoașterea permeabilității și a pierderilor în materialele folosite în condiții reale, adică ținând seama de influența ștanțării, asamblării, formei tolelor folosite. Deaceea măsurarea datelor respective și construirea graticelor de calcul trebue să se execute pentru formele tip ale tolelor, adoptate în producție. In afară de aceasta, folosirea tolelor ștanțate, asamblate prin suprapuneri în părți opuse, permite să se folosească pentru măsurători bobina de măsură etalon, în care se asamblează miezul din materialul încercat. In cazul măsurărilor asupra torului trebue să se bobineze înfășurarea de măsură pe fiecare model măsurat, ceeace necesită o muncă manuală migăloasă, sau folosirea bancurilor speciale de bobinaj.

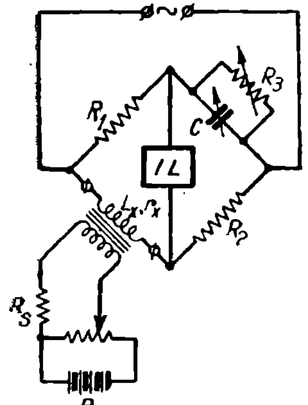


Fig. XI.17. Schema pentru ridicarea caracteristicelor materialelor magnetice cu magnetizare continuă

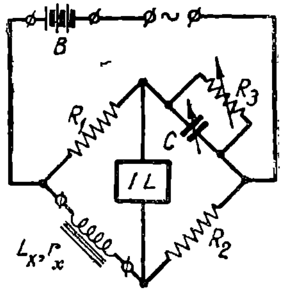


Fig. XI.18. O variantă a schemei pentru ridicarea caracteristicelor materialelor magnetice cu magnetizare continuă

Pentru determinarea proprietăților materialului magnetic, sub acțiunea simultană a câmpurilor magnetice continuu și variabil, trebue să se creeze în miezul bobinei încercate, o componentă continuă a fluxului magnetic. Aceasta se poate face prin două metode. La prima metodă se bobinează pe epruveta de material o a doua înfășurare, prin care se trece curentul continuu de

intensitate necesară, furnizat de bateria de acumulatori B (fig. XI.17). Totodată, este necesar să se conecteze în serie cu bateria o bobină de şoc, cu o inductanţă mare, sau o rezistenţă de valoare mare R_s, pentru a nu provoca erori în măsurare. Folosirea redresorului pentru magnetizarea continuă este nepractică, din cauza pulsaţiilor şi nestabilităţii curentului de magnetizare. In cazul celei de a doua metode, se conectează în serie cu sursa de tensiune alternativă care alimentează puntea o mică baterie de acumulatori B, al cărei curent trece prin înfăşurarea de măsură (fig. XI.18). Prin această metodă se elimină necesitatea de a avea o înfăşurare suplimentară şi rezistenţă de protecţie. In acest caz, rezistenţa R_2 nu trebue să fie prea mare, deoarece în caz contrar va fi necesară o tensiune excesivă a bateriei, pentru a crea componenta continuă a curentului de mărimea necesară, în înfăşurarea epruvetei.

La această instalaţie, afară de ridicarea curbelor permeabilităţii dinamice, sub acţiunea simultană a câmpurilor continuu şi variabil, este indicat să se ridice curbele permeabilităţii efective şi ale întrefierurilor optime. Determinarea acestor curbe se execută în modul următor: miezul bobinei de măsură se asamblează din materialul de studiat, prevăzându-se un întrefier, aşezând în întrefier o garnitură cu o anumită grosime; se dă curentului de magnetizare continuă diferite valori şi se măsoară la fiecare valoare a curentului, valoarea inductanţei bobinei de măsură. Ajungând la valoarea maximă a curentului de magnetizare continuă, se deconectează bobina de măsură şi se dă întrefierului o nouă valoare şi se măsoară din nou inductanţa la diferiţi curenţi de magnetizare continuă.

După datele obţinute se construesc curbele de variaţie a inductanţei cu mărimea întrefierului, pentru o valoare determinată a curentului de magnetizare continuă. Pentru fiecare curbă se notează apoi punctul valorii maxime a inductanţei şi mărimea întrefierului, în acel punct. După acasta, se calculează permeabilitatea efectivă, în funcţie de valorile găsite ale inductanţei maxime, după formula:

$$\mu_e = \frac{10^8 L l_{med}}{0,4\ \pi w^2 q_c} \tag{XI.24}$$

şi mărimea întrefierului optim, în procente din lungimea liniei mijlocii din miez, după expresia:

$$a\,\% = 100\ \frac{l_{a\ opt}}{l_{med}}\ . \tag{XI.25}$$

Pentru a obţine rezultate precise este necesar să se ia modelul cu o lungime suficientă, (cu lungimea liniei de forţă mijlocii de cel puţin 10—15 cm), deoarece la o valoare mică a lui l_{med} întrefierurile se obţin prea mici şi stabilirea lor precisă este imposibilă. Suprafeţele între care se stabileşte întrefierul trebue să fie paralele şi bine ajustate.

Pentru a obţine sensibilitatea maximă a schemei în punte şi pentru a micşora influenţa câmpurilor electrostatistice şi mag-

netice este necesar ca impedanțele celor patru brațe să fie aproximativ egale. Deaceea, în cazul măsurătorilor cu inducții mici, rezistențele R_1 și R_2 trebue luate cu valori egale, de câte 1000 Ω fiecare, deoarece la această mărime, ele se pot face cu ușurință neinductive și necapacitive, ceeace este necesar pentru mărirea preciziei măsurătorilor.

In cazul măsurătorilor la inducții medii și mari (sute și mii de gauși), sensibilitatea punții și a acordării nu joacă un rol substanțial, deoarece bobinei i se aplică tensiuni mari. In acest caz rezistența R_2 trebue să se ia mult mai mică decât impedanța bobinei măsurate. Aceasta este necesar deoarece la legarea unei rezistențe mari în serie cu elementul de măsurat, curentul de magnetizare, care are la inducții medii și mari o formă nesinusoidală, deformează puternic tensiunea elementului de măsurat. In acelaș timp, măsurarea proprietăților materialelor magnetice trebue să se execute la o inducție sinusoidală.

Drept sursă de curent alternativ, pentru măsurările prin punți, poate servi orice generator de curent alternativ, cu o suficientă putere și o frecvență constantă. Pentru măsurări la frecvențe de mai multe sute de herți, și la inducții până la mai multe sute de gauși, puterea necesară nu depășește câțiva wați. Mărirea inducției, până la câteva mii de gauși, necesită mărirea puterii de ieșire a generatorului. Dacă în tensiunea de ieșire a generatorului există un conținut de armonice de câteva procente, aceasta nu se reflectă asupra preciziei măsurărilor, deoarece ca indicator al echilibrului puterii se folosește un amplificator selectiv, acordat pe frecvența de bază la care se execută măsurarea și care nu este sensibil la armonice. Mai periculoasă este prezența frecvențelor joase parazite, de exemplu a sgomotului de fond în tensiunea de ieșire a generatorului. In cazul unei inducții importante în epruvetă, nelinearitatea caracteristicei acesteia provoacă apariția frecvențelor sumă și diferență, care pot fi apropiate de frecvența fundamentalei și pot intra în banda de trecere a indicatorului. In acest caz, puntea nu poate fi echilibrată precis, deoarece în indicator se obține o zonă largă de deviere minimă, în locul unui punct de echilibru.

In cazul măsurărilor la inducții mici, cuplajele, paraziții și curenții vagabonzi pot să mascheze punctul echilibrului perfect al punții, sau să-l deplaseze din locul poziției reale, creând un echilibru aparent, sau fals. Pentru a elimina acest neajuns, schema punții trebue să fie bine ecranată, iar transformatorul de ieșire al generatorului și transformatorul de intrare al indicacatorului trebue să aibă o simetrie satisfăcătoare.

Ca indicator de echilibru al punții este necesar să se folosească

un amplificator cu o mare selectivitate, cu un indicator de orice tip, legat la ieşire (detector cu galvanometru, tub cu fascicol electronic, etc). Telefonul se foloseşte rar ca indicator, deoarece folosirea lui este obositoare şi cere linişte.

Necesitatea folosirii indicatorului selectiv este dictată de faptul că armonicele superioare, generate de materialul magnetic, chiar la inducţii mici, ajung prin rezistenţa R_1 la intrarea indicatorului, indiferent de faptul dacă puntea este echilibrată sau nu. La o echilibrare neprecisă, această tensiune a armonicelor depăşeşte de mai multe ori tensiunea reziduală a fundamentalei, care există pe diagonala punţii. Pentru ca tensiunea armonicelor să nu împiedece realizarea echilibrului, selectivitatea amplificatorului pentru armonica a doua trebue să fie de cel puţin 40÷50 db, Pentru armonica a treia se pot obţine în acest caz 60 db şi mai mult, ceeace este suficient. Un amplificator cu o astfel de selectivitate se poate obţine folosind două, trei etaje de amplificare, cu circuite acordate, sau cu reacţie selectivă. Pentru uşurarea operaţiilor este necesar să se obţină curba de selectivitate de formă dreptunghiulară, ceeace se poate realiza printr'un mic desacord al etajelor (unul în raport cu celălalt).

Factorul de amplificare necesar depinde de datele epruvetei măsurate şi de inducţia minimă şi deobicei variază între $10^3 \div 10^5$, adică dela 60 până la 100 db. Amplificatorul trebue să aibă la intrare, un dispozitiv care să permită o reglare foarte largă a amplificării, (dela amplificarea mai mică decât unitatea, până la cea maximă). Această reglare este necesară pentru eliminarea supraîncărcării lămpii de intrare în cazul tensiunilor mari, care se aplică amplificatorului când puntea este desechilibrată. Dacă tubul de intrare este supraîncărcat, este practic imposibil să se echilibreze puntea, deoarece rotirea într'un sens sau altul a butoanelor care echilibrează puntea nu modifică indicaţiile aparatului indicator.

Dacă se foloseşte ca indicator un galvanometru cu detector, pentru prevenirea detectărilor la supraîncărcare, caracteristica de amplificare (a amplificatorului) trebue să devină orizontală, dacă tensiunea de ieşire este egală, sau depăşeşte cu puţin tensiunea echivalentă devierii complecte a acului indicator Aceasta se realizează cu uşurinţă, prin alegerea unui raport de transformare corespunzător pentru transformatorul de ieşire al amplificatorului, prin alegerea tensiunii de negativare a tubului final şi prin introducerea unei rezistenţe limitatoare de curent, în circuitul de grilă.

Pentru stabilirea valorii necesare a inducţiei în materialul probat, tensiunea de pe înfăşurarea de măsură poate fi contro-

iată printr'un voltmetru electronic, cu o impedanţă de intrare suficient de ridicată. Când se leagă voltmetrul la capetele înfăşurării de măsură, asimetria circuitului de intrare al voltmetrului electronic şi căderea de tensiune în rezistenţa înfăşurării influenţează precizia măsurărilor. De acea este preferabil ca voltmetrul să se conecteze la o înfăşurare suplimentară specială, care se bobinează în acest scop pe epruvetă.

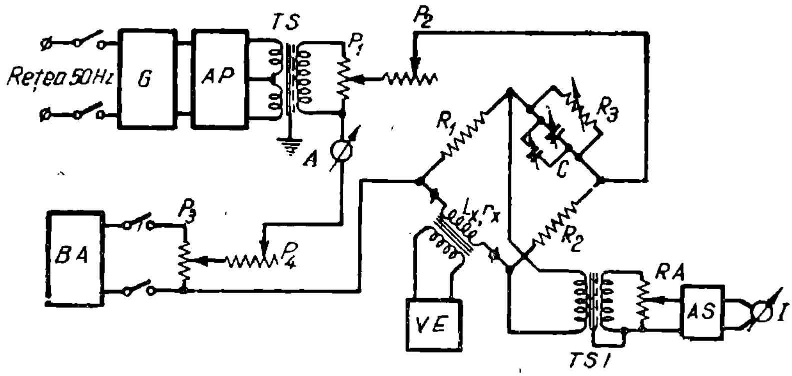


Fig. XI.19. Schema de principiu a instalaţiei pentru ridicarea caracteristicelor materialelor magnetice

In fig. XI.19, se arată schema de principiu a instalaţiei pentru încercarea materialelor magnetice moi, în tole, sub acţiunea simultană a câmpurilor magnetice continue şi variabile. In schemă sunt următoarele notaţii: *G* — generatorul de tensiune sinusoidală de frecvenţa necesară; — *AP* amplificatorul de putere; *TS* — transformatorul de ieşire simetric al amplificatorului de putere; P_1 şi P_2 — reostatele pentru reglajul brut şi fin al tensiunii alternative aplicate punţii; P_3 şi P_4 — reostatele pentru reglajul brut şi fin al magnetizării de curent continu; *BA* — bateria de acumulatori pentru magnetizarea continuă; *A* — ampermetrul de curent continuu; *VE* — voltmetrul electronic, care măsoară tensiunea, deci şi inducţia, din epruvetă; *TSI* — transformatorul de intrare simetric al amplificatorului selectiv; *RA* — regulatorul amplificării; *AS* — amplificatorul selectiv; *I* — indicatorul echilibrului punţii.

Pentru controlul permeabilităţii iniţiale a materialelor magnetice, primite de uzinele consumatoare, precum şi pentru controlul procesului de recoacere este indicat aparatul pentru măsurarea permeabilităţii iniţiale, elaborat de autor. Schema de principiu a acestui aparat este reprezentată în fig. XI.20. El este constituit dintr'un oscilator cu un tub de mică putere pentru frecvenţa de 70 ÷ 250 Hz. a cărui tensiune se aplică schemei în

punte. Brațele punții sunt constituite: dintr'o rezistență bobinată R_1 de 1000 Ω, capacitatea etalon C de 0,1 μF, shuntată printr'o rezistență chimică variabilă R_3 și cutia de rezistențe cu trei sau patru decade, R_2. Al patrulea braț al punții este constituit de bobina de măsură L, cu o secțiune redusă a miezului, de circa 1÷2 cm², în care se asamblează tolele ștanțate ale materialului încercat. Valoarea tensiunii aplicate de generator punții trebue

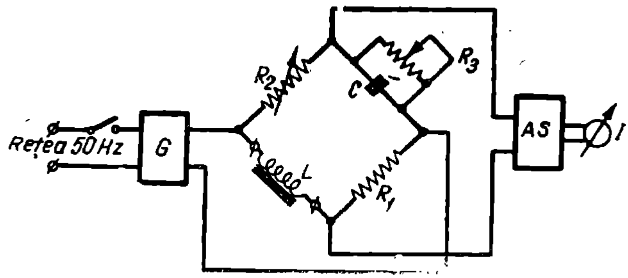


Fig. XI.20. Schema de principiu a aparatului pentru controlul permeabilității inițiale a materialelor magnetice

să fie asfel ca inducția din miezul bobinei de măsură să nu depășească câțiva gauși.

In cea de a doua diagonală a punții se conectează amplificatorul AS, cu transformatorul de intrare ecranat și cu amplificarea reglabilă. Pentru micșorarea influenței armonicelor și a paraziților, primul etaj se face selectiv. La ieșirea amplificatorului se conectează indicatorul cu cuproxid I.

Introducând tolele ștanțate din materialul încercat în bobina de măsurare, puntea se echilibrează cu ajutorul rezistenței variabile R_3 și a cutiei cu rezistențe R_2, după indicatorul de ieșire. Spirele bobinei de măsură trebue să se calculeze asfel, ca valoarea permeabilității inițiale să fie egală numeric cu acea valoare a lui R_2, în ohmi, ce se introduce la echilibrarea punții. Aceasta înlătură necesitatea unor calcule ulterioare măsurării.

La aparatul descris se poate măsura permeabilitatea inițială, cu o precizie de circa 5%, pentru valori de la 100 până la 10000 gauss/oersted. Pentru extinderea limitelor de măsurare se poate schimba una din rezistențele brațelor.

Măsurarea permeabilității materialelor magnetice și a pierderilor trebue să se execute după asamblare asupra modelelor demagnetizate cu ajutor bobinei de demagnetizare (vezi paragraful X.2). Pentru a obține rezultate corecte, măsurarea trebue să înceapă după cel puțin 15÷30 de minute dela magnetizare, deoarece din cauza viscozității magnetice a materialului, imediat

după demagnetizare, valorile permeabilității pot fi puternic mărite în cazul inducțiilor mici. La determinarea repetată a dependenței permeabilității și pierderilor de inducție, pentru același model, cea de a doua măsurare trebue să se execute abia după 15÷30 de minute dela terminarea primei măsurări.

Strângerea miezului modifică puternic atât permeabilitatea, cât și pierderile în miez. Variația depinde de gradul de strângere și de calitatea materialului magnetic. Deaceea, pentru obținerea unor rezultate de măsurare omogene, miezul modelului nu trebue să fie strâns.

§ XI.5. Măsurarea coeficienților armonicelor în cazul materialelor magnetice moi, în tole.

Măsurarea coeficienților armonicelor cauzate de materialul magnetic se poate executa în două regimuri diferite:

1. In regim de tensiune constantă, sau sub tensiune sinusoidală aplicată înfășurării de măsură a epruvetei. Acest regim se poate realiza cu condiția ca rezistența interioară a generatorului de f.e.m. sinusoidală, care alimentează bobina pe măsură, să fie mult mai mică decât impedanța acestei bobine, la frecvența fundamentală. In acest caz, inducția în miezul supus măsurării variază practic sinusoidal, dar curentul de magnetizare nu este sinusoidal. Măsurând raportul între armonicele superioare ale curentului de magnetizare și fundamentală se obțin coeficienții armonicelor curentului.

2. In regim de curent constant, sau sub curent sinusoidal, în înfășurarea de măsură a epruvetei. Acest regim are loc când se alimentează bobina de măsură dela un generator de f. e. m. sinusoidală cu o rezistență internă care depășește de multe ori impedanța bobinei de măsură, la frecvența celei mai înalte armonice măsurate. In acest regim, curentul din bobină este sinusoidal, dar inducția în miezul încercat, deci și tensiunea din bobina de măsură, conțin armonice superioare, al căror raport față de tensiunea fundamentalei determină coeficienții armonicelor tensiunii.

Calculul distorsiunilor nelineare, produse de transformatori, se poate efectua nu numai după armonicele de curenți, cum se indică în capitolul X, dar și după armonicele de tensiune. Totuși, practica dovedește că prima metodă este mai comodă și dă un rezultat mai precis.

Prima metodă este mai precisă deoarece în schemele amplificatorilor de joasă frecvență transformatorii și bobinele de șoc lucrează într'un regim apropiat de regimul tensiunii constante.

Aceasta, fiindcă pentru obținerea unei caracteristice de frecvență corecte, este necesar ca rezistența generatorului echivalent (R_{ei}), să fie mult mai mică decât reactanța inductivă a bobinei de șoc, sau a transformatorului ($\omega_i L_1$), la frecvența de lucru inferioară. Regimul tensiunilor constante, la care se execută măsurarea coeficienților armonicelor curentului, corespunde condițiilor reale de funcționare a transformatorului în schemă.

Verificarea experimentală a demonstrat că dacă se calcu-

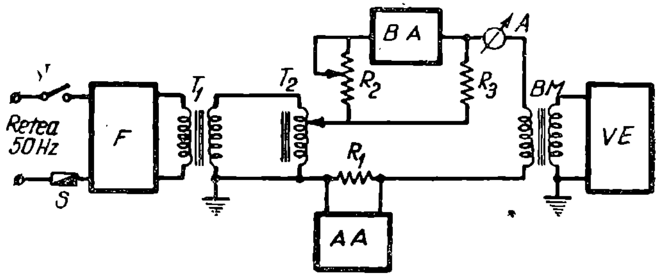


Fig. XI.21. Schema pentru măsurarea coeficienților armonicelor curentului, pentru materialele magnetice moi

lează distorsiunile nelineare după armonicele curentului, datele calculate coincid cu cele măsurate; dacă se face calculul după armonicele tensiunii, rezultatul diferă mult de datele măsurătorilor.

Un neajuns suplimentar al factorului distorsiunilor nelineare măsurat după armonicele tensiunii constă în aceea că la măsurarea armonicelor de tensiune, inducția în miez și tensiunea in înfășurarea de măsură variază după o curbă complexă deformată, pentru care raportul dintre valorile eficace și cele maxime diferă mult de cel din cazul sinusoidei. Această condiție complică mult calculul și măsurile.

Deaceea, calculul distorsiunilor nelineare produse de transformator trebue să se execute după armonicele curentului, a căror măsurare se efectuiază în regim de tensiune constantă.

Măsurarea coeficienților armonicelor curentului, la diferite materiale magnetice moi, este indicat să ce execute cu ajutorul schemei din fig. XI.21. In această schemă sunt următoarele notații: I — întrerupătorul de rețea, care alimentează bobina de măsură; S — siguranța; F — filtrul pentru filtrarea armonicelor superioare ale tensiunii rețelei: T_1 — transformatorul de separare; T_2 — autotransformatorul pentru reglajul fin al tensiunii aplicate bobinei de măsuri; R_1 — rezistența etalon, la bornele

căreia se măsoară căderea de tensiune a fundamentalei şi a armonicelor; R_2 — reostatul de reglaj al magnetizării continue; R_3 — rezistenţa de siguranţă, care nu permite ca rezistenţa circuitului să crească peste valoarea admisibilă, la desfacerea unui contact al bateriei de acumulatori, sau al reostatului R_2; BA — bateria de acumulatori, pentru magnetizarea permanentă; A — ampermetrul pentru controlul curentului de magnetizare; BM—bobina de măsură cu miez din materialul încercat; VE — voltmetrul electronic, care măsoară tensiunea unei bobine suplimentare speciale (care prin urmare măsoară componenta alternativă a inducţiei din epruvetă); AA — analizorul de armonice.

Pentru a obţine o măsurătoare cu rezultate precise, schema din fig XI.21 trebue să satisfacă următoarele condiţii principale:

1. Impedanţa pentru fundamentală şi pentru armonice, a întregului circuit care alimentează bobina de măsură, trebue să fie cel puţin de câteva ori mai mică decât impedanţa minimă de intrare a bobinei, la frecvenţa de 50 Hz. Impedanţa minimă a bobinei de măsură are loc deobicei în cazul componentei alternative maxime a inducţiei, la o magnetizare de curent continuu maximă.

2. Inducţia în miezurile transformatorilor T_1 şi T_2 nu trebue să fie prea ridicată, deoarece în caz contrar tensiunea la bornele lor va conţine armonice.

3. Rezistenţa de intrare a voltmetrului electronic, care măsoară inducţia în epruvetă, trebue să fie suficient de ridicată, pentru a nu reduce în mod vizibil impedanţa de intrare a bobinei de măsură.

XI. 6 **Influenţa prelucrării mecanice şi a tratamentului termic asupra proprietăţilor materialelor magnetice moi.**

Când se laminează materialul magnetic în tole, apar tensiuni interne care înrăutăţesc simţitor proprietăţile lor magnetice. Pentru eliminarea acestor tensiuni este suficient ca materialul magnetic să fie încălzit până la o temperatură anumită, şi să se răcească apoi lent. După acest tratament termic, denumit recoacere, proprietăţile magnetice ale materialului se restabilesc. Majoritatea sorturilor de materiale magnetice moi în tole sunt supuse recoacerii înainte de livrarea din uzină şi sunt furnizate cu proprietăţi magnetice normale. O excepţie sunt aliajele de permalloy, care în stare recoaptă se ştanţează greu, din cauza rezistenţei ridicate; deaceea sunt furnizate deobicei consumatorului după laminarea la rece, fără a fi recoapte.

La ştanţarea sau la decuparea tolelor pentru miez, precum şi la bobinarea miezului din bandă, apar deasemenea în material tensiuni interne, care înrăutăţesc proprietăţile sale magnetice. Cu cât dimensiunile tolelor sunt mai mici şi cu cât tolele sunt mai groase, cu atât ştanţarea micşorează mai mult permeabilitatea şi măreşte pierderile, din cauza apariţiei ecruisării, după ştanţare, tolele trebue să fie recoapte.

Tratamentul termic pentru eliminarea ecruisării tolelor de transformator, cauzată de ştanţare, constă deobicei din încălzirea tolelor ştanţate, fără acces de aer, sau în atmosferă neutră, până la 700÷800°C, menţinerea la această temperatură timp de 1÷2 ore şi răcirea ulterioară, cu viteza de aproximativ 30°C pe oră.

Pentru aliajele de permalloy care nu au fost supuse tratamentului termic după laminare, procesul de recoacere constă deobicei în încălzirea pieselor ştanţate până la 1000÷1200°C, menţinerea lor la această temperatură timp de mai multe ore, răcirea lentă, până la 600÷700°C, şi apoi răcirea rapidă, începând dela această temperatură. Unele sorturi de permalloy nu necesită răcire rapidă.

Recoacerea materialului magnetic după ştanţare are o influenţă redusă asupra valorii pierderilor specifice, la inducţiile mici, corespunzătoare permeablităţii iniţiale a materialului, deoarece la aceste inducţii pierderile prin histerezis practic lipsesc. Pierderile prin curenţi turbionari cresc după recoacere, deoarece micşorează rezistenţa specifică a materialului. Din cauza măririi permeabilităţii şi a pierderilor prin curenţi turbionari, unghiul de pierderi al materialului magnetic la inducţii mici se măreşte intens după recoacere. Aceasta nu influenţează totuşi funcţionarea transformatorului, deoarece influenţa pierderilor din miez asupra caracteristicelor transformatorului poate fi aproape totdeauna neglijată.

Coeficienţii armonicelor, cauzate de proprietăţile materialelor magnetice, variază deasemenea mult cu prelucrarea mecanică, sau cu tratamentul termic. Când tolele se ştanţează, coeficenţii armonicelor se reduc într'o oarecare măsură, dar fiindcă permeabilitatea scade mai mult, distorsiunile nelineare ale transformatorului au o oarecare creştere. Prin recoaceri, coeficienţii armonicelor cresc intens; creşterea primelor armonice (a doua şi a treia) atinge în unele cazuri mai multe zeci de procente. In schimb, permeabilitatea materialului, creşte mai mult ceeace duce la micşorarea distorsiunilor nelineare, produse de transformator la aceiaşi amplitudine a inducţiei.

Solicitările mecanice (compresiunea materialului magnetic) micşorează permeabilitatea magnetică şi măreşte pierderile. Com-

presiunea se manifestă deosebit de intens asupra permeabilității inițiale. Când se strânge puternic miezul format din oțel obișnuit de transformator, prin buloane, permeabilitatea inițială se micșorează cu 5÷10 %. Sensibilitatea la compresiune se mărește prin tratament termic și prin îmbunătățirea proprietăților magnetice ale oțelului. Oțelul de transformator bine recopt, cu permeabilitatea inițială ridicată, are la o strângere puternică a miezului, o micșorare a permeabilității, pentru câmpurile slabe, de 20÷30 %.

Permalloyul cu o mare permeabilitate inițială este și mai sensibil la tensiunile interne. Intr'adevăr în unele cazuri, la strângerea miezului, el suferă o scădere a permeabilității de câteva ori mai mare, decât în cazul studiat anterior. Trebue deci să se țină seama de această condiție la elaborarea construcției transformatorului cu miez din material de mare permeabilitate, evitându-se strângerea miezului.

La încetarea compresiunii, când aceasta n'a depășit limita de elasticitate a materialului, permeabilitatea crește până la valoarea inițială.

Elaborarea unui aparataj simplu și precis pentru măsurarea permeabilității materialelor magnetice, situate în câmpuri variabile, de aproximativ 0,0001÷0,001 oersted, precum și executarea unei serii de măsurători cu acest aparataj, au permis să se stabilească în mod indiscutabil că permeabilitatea inițială a materialului magnetic, depinde într'o măsură și mai mare de tratamentul termic, decât permeabilitatea la inducții medii și mari. S'a dovedit într'adevăr că printr'un tratament termic adecvat, permeabilitatea inițială a unor calități de oțel de transformator nu crește cu 20÷30 %, cum se considera mai înainte ci de 2,5÷3 ori, și poate fi ridicată până la 1200÷1500 gauss/oersted. Pe baza concluziilor din paragraful XI, 7 se poate vedea că aceasta produce o economie remarcabilă, permițând să se micșoreze dimensiunile transformatorului aproape la jumătate, iar consumul de materiale de 4÷5 ori. In unele cazuri, folosirea oțelului de transformator corect tratat, permite să ne dispensăm de permalloy, ceeace micșorează mult costul transformatorului.

Pentru confirmare, în fig. XI.22 și XI.23 sunt date curbele variației permeabilității cu componenta alternativă a inducției, pentru aceleași epruvete ștanțate, din oțel, înainte și după o recoacere corectă. După cum se vede, după recoacere permeabilitatea a crescut de mai bine de două ori și nu numai la inducții mici, ci și la inducții mari. Creșterea permeabilității la inducții mari echivalează cu micșorarea curentului de magnetizare a transformatorului. Deaceea, recoacerea tolelor miezului după ștanțare

este folositoare şi pentru transformatorii de forţă de mică putere, folosiţi în aparatajul de radiorecepţie, amplificare şi măsură. Această recoacere permite să se mărească inducţia de lucru în

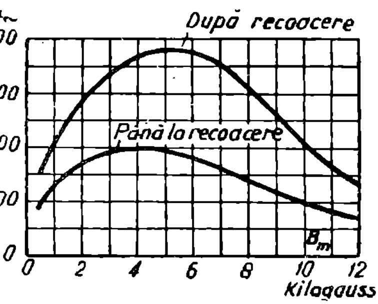


Fig. XI.22. Variaţia permeabilităţii cu inducţia, pentru oţelul Э4AA, înainte şi după o recoacere bine executată

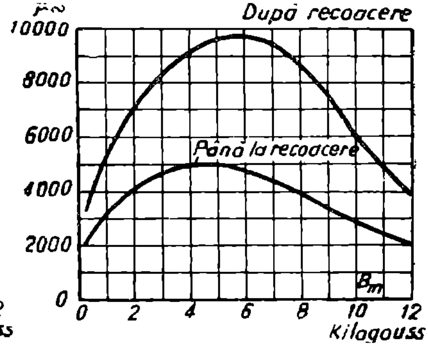


Fig. XI.23. Variaţia permeabilităţii cu inducţia pentru oţelul XBП, înainte şi după o recoacere bine executată

miez şi prin urmare să se micşoreze consumul de materiale pentru transformatori, precum şi greutatea aparatului.

§ XI. 5. Variaţia constantei de timp a transformatorului cu dimensiunile miezului şi permeabilitatea magnetică a materialului

Constanta de timp a înfăşurării primare se poate determina după dimensiunile transformatorului şi după proprietăţile materialului, din care este executat transformatorul. Pentru aceasta vom substitui în expresia (II.99) valorile L_1 şi r_1 din expresiile (II.21) şi (II.104):

$$\tau_1 = \frac{L_1}{r_1} = \frac{0{,}4\,\pi\mu_{\sim i}\, q_c q_{Cu1} w_1^2}{10^8 l_{med}\, \rho_{Cu} l_{Cu1} w_1^2} =$$

$$= \frac{1{,}256 \cdot 10^{-8}}{\rho_{Cu}}\, \mu_{\sim i} \frac{q_c q_{Cu1}}{l_{med} l_{Cu1}}. \tag{XI.26}$$

Inlocuind în expresia obţinută rezistenţa specifică a conductorului ρ_{Cu}, prin valoarea ei, egală cu $1{,}75 \cdot 10^{-6}$ rezultă:

$$\tau_1 = 7{,}2 \cdot 10^{-3} \mu_{\sim i} \frac{q_c q_{Cu1}}{l_{med}\, l_{Cu1}} \tag{XI.27}$$

Presupunând că secțiunea cuprului înfășurării primare q_{Cu1} constitue jumătate din secțiunea totală a cuprului transformatorului q_{Cu} și că lungimea spirei medii a înfășurării primare l_{Cu1} este egală cu lungimea spirei medii a transformatorului l_{Cu} obținem:

$$\tau_1 = 3{,}6 \cdot 10^{-3} \mu_{\sim i} \frac{q_c q_{Cu}}{l_{med} l_{Cu}} \cdot \qquad (XI.28)$$

Aici $\mu_{\sim i}$ este permeabilitatea magnetică inițială a materialului miezului pentru componenta alternativă a fluxului magnetic,

q_c este secțiunea netă a materialului magnetic a miezului, în cm^2,

l_{med} este lungimea medie a liniilor de forță magnetică din miez, în cm.

Expresia obținută dovedește că într'adevăr constanta de timp a miezului este direct proporțională cu permeabilitatea inițială, iar în cazul asemănării geometrice a transformatorilor este proporțională cu pătratul dimensiunilor lineare.

Prin urmare când dimensiunile transformatorului se dublează, constanta lui de timp se mărește de patru ori.

Doarece volumul transformatorului geometric asemenea V este proporțional cu cubul dimensiunilor lineare, constanta de timp este proporțională cu volumul transformatorului, la puterea 2/3:

$$\tau_1 = \mu_{\sim i}\, C V^{\frac{2}{3}}, \qquad (XI.29)$$

de aici:

$$V = \sqrt{\left(\frac{\tau_1}{\mu_{\sim i} C}\right)^3}, \qquad (XI.30)$$

unde C este coeficientul de proporționalitate, care depinde de raportul dimensiunilor transformatorului.

Din expresiile (XI.29) și (XI.30) rezultă că în cazul menținerii constantei de timp a înfășurării primare (prin urmare când carasteristicele electrice ale transformatorului sunt invariabile), creșterea permeabilității inițiale $\eta_{\sim i}$ reduce mult volumul deci și cantitatea materialelor consumate pentru construcția transformatorului. De exemplu, mărirea permeabilității inițiale a materialului miezului numai de $1{,}5 \div 2$ ori, micșorează volumul, greutatea și cantitatea materialelor consumate de $(1{,}5 \div 2)^{\frac{3}{2}}$ ori adică aproximativ de $2 \div 3$ ori. In afară de o mare economie de

materiale costisitoare, aceasta permite executarea unui aparataj mai uşor şi mai compact.

De aici rezultă că pentru miezul transformatorilor de joasă frecvenţă şi de mică putere este recomandabilă folosirea aliajelor cu o permeabilitate iniţială cât mai ridicată. Materialele folosite după ştanţare sau după decuparea tolelor trebue supuse tratamentului termic (recoacerii). Tratamentul termic este necesar nu numai pentru permalloy şi aliajele similare dar şi pentru oţelurile silicioase obişnuite de transformator, care la o recoacere justă îşi măresc permeabilitatea iniţială de 2÷3 ori.

Inlocuirea oţelurilor de transformator cu permeabilitate iniţială $\eta_{\sim i} = 400$, prin permalloy cu $\eta_{\sim i} = 8000$ trebue să asigure o micşorare a dimensiunilor lineare ale transformatorului de $\sqrt{\frac{8000}{400}} = 4{,}47$ ori şi micşorarea greutăţii de $4{,}47^3 \approx 90$ ori. In realitate micşorarea dimensiunilor şi a greutăţii nu este aşa de mare, deoarece prin utilizarea permalloyului cu o permeabilitate iniţială foarte ridicată, dimensiunile de calcul ale conductorului înfăşurărilor rezultă prea mici şi trebue mărite din considerente de ordin mecanic. Dimensiunile miezului trebue să fie deasemenea mărite, pentruca înfăşurările cu o grosime mărită să poată fi aşezate pe el. Totuşi se obţine o foarte importantă reducere a dimensiunilor şi greutăţii. Aceasta determină utilizarea de aliaje scumpe cu o înaltă permeabilitate, în aparatajul unde greutatea şi volumul redus sunt cerinţe principale, precum şi în transformatorii de intrare ai amplificatorilor cu tensiunea de intrare mică, unde transformatorul trebue să aibă dimensiuni mici şi un număr redus de spire, pentru micşorarea f.e.m. parazite induse în el (vezi paragraful XIV.3).

CAPITOLUL XII

TRANSFORMATORII REZONANŢI SI BOBINELE DE ŞOC

§ XII.1. Schema echivalentă

In unele cazuri este necesar ca amplificatorul de joasă frecvenţă să amplifice numai o singură frecvenţă, iar toate celelalte, în comparaţie cu ea, să fie puternic atenuate (fig. XII.1). Aceşti amplificatori se numesc selectivi. Amplificatorii selectivi îşi găsesc o largă utilizare în aparatajul de măsură, precum şi în receptorii de radio, pentru micşorarea paraziţilor.

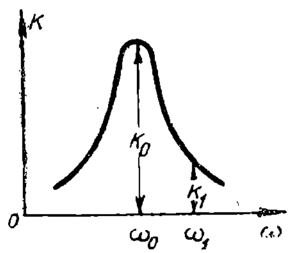


Fig. XII.1. Caracteristica de frecvenţă a amplificatorilor selectivi.

Condiţia principală la un asemenea amplificator, în afară de un anumit factor de amplificare la frecvenţa de lucru, este selectivitatea S_e, care se defineşte ca fiind raportul dintre amplificarea la frecvenţa de rezonanţă K_0 si amplificarea la frecvenţa respectivă K_1 (fig. XII.1):

$$S_e = \frac{K_0}{K_1} . \qquad \text{(XII.1)}$$

Selectivitatea se exprimă deseori în decibeli:

$$S_{e\,db} = 20 \lg \frac{K_0}{K_1} = 20 \lg S_e. \qquad \text{(XII.2)}$$

Schemele cele mai simple ale etajului de amplificare selectiv sunt cele cu circuit acordat în circuitul anodic al tubului electronic, reprezentate în fig. XII.2. Pentru a obţine rezonanţa în banda frecvenţelor acustice, inductanţa circuitului trebue să fie mare. Deaceea transformatorii folosiţi în aceste scheme (sau bobinele de şoc), au miezul din material magnetic.

Neglijând pierderile din condensatorul C_1, care sunt deobicei mult mai mici decât cele din bobină, precum şi acţiunea

de shuntare a circuitului $C_g R_g$, care trebue să fie neînsemnată pentru a obține o înaltă selectivitate, se obține schema echivalentă a etajului de amplificare selectiv cu bobină de șoc, sub forma reprezentată în fig. XII.3. Pentru a obține o înaltă selectivitate, este necesar deasemenea ca impedanța internă a tubului în curent alternativ R_i să depășească cu mult impedanța circuitului la frecvența de rezonanță Z_0; cu această condiție, amplificarea etajului la frecvența de rezonanță se determină prin expresia:

$$K_0 = \mu \frac{Z_0}{R_i + Z_0} = \frac{SR_iZ_0}{R_i + Z_0} = \frac{SZ_0}{1 + \frac{Z_0}{R_i}} \approx SZ_0 . \qquad \text{(XII.3)}$$

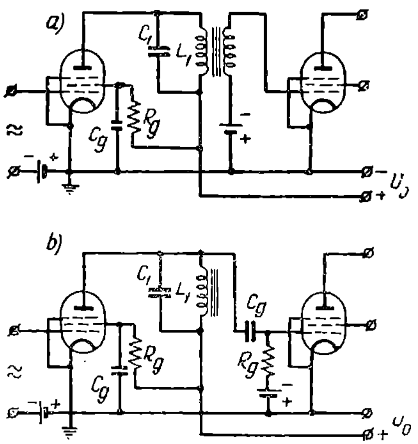


Fig. XII.2. Două scheme ale etajelor cu amplificare selectivă: *a*) schema cu transformator; *b*) schema cu bobină de șoc.

Substituind în această expresie valoarea Z_0 cunoscută din principiile de radiotehnică, se va obține valoarea factorului de amplificare, sub forma:

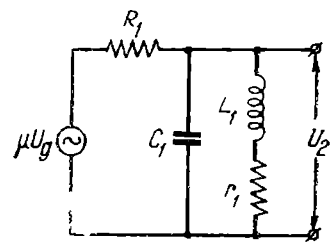


Fig. XII.3. Schema echivalentă a etajului cu amplificare selectivă, cu bobină de șoc.

$$K_0 = S \frac{L_1}{C_1 r_1} = S \frac{\omega_0 L_1}{\omega_0 C_1 r_1} = S \frac{Q}{\omega_0 C_1} = SQ\omega_0 L_1 \qquad \text{(XII.4)}$$

în care S este panta statică a caracteristicei lămpii, în punctul de lucru;

$Q = \frac{\omega_0 L_1}{r_1}$ este factorul de calitate al bobinei;

$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}$ este pulsația de rezonanță a circuitului.

Celelalte notații figurează în schema echivalentă.

Amplificarea la pulsația ω_1 îndepărtată mult de frecvența de rezonanță, se va determina din expresia:

$$K_1 = SZ_1 = \frac{S}{\omega_1 C_1 - \frac{1}{\omega_1 L_1}} =$$

$$= \frac{S}{p\sqrt{\frac{C_1}{L_1}} - \frac{1}{p}\sqrt{\frac{C_1}{L_1}}} = \frac{S\rho_1}{p - \frac{1}{p}}, \qquad \text{(XII.5)}$$

în care Z_1 este impedanța circuitului, la pulsația ω_1;

p este raportul dintre pulsația ω_1 și pulsația de rezonanță ω_0.

$\rho_1 = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}}$ este impedanța caracteristică.

Determinând selectivitatea prin raportul dintre expresia (XII.4) și expresia (XII.5) obținem:

$$S_e = \frac{K_0}{K_1} = \frac{SQ\rho_1\left(p - \frac{1}{p}\right)}{S\rho_1} = Q\left(p - \frac{1}{p}\right) \qquad \text{(XII.6)}$$

De aci se poate afla valoarea necesară a factorului de calitate al circuitului (bobinei de inductanța), în funcție de selectivitatea S_e și desacordul p:

$$Q = \frac{S_e}{p - \frac{1}{p}}. \qquad \text{(XII.7)}$$

In aceste condiții pentru a obține factori de amplificare mari, cu o mare selectivitate, se folosesc tuburi cu ecran. Selectivitatea amplificatorului, care are mai multe etaje, este egală cu produsul selectivității tuturor etajelor.

Pentru ca acțiunea de shuntare a tubului să fie scăzută, impedanța circuitului la rezonanță se ia de 10—20 ori mai mică decât rezistența internă a lămpii. De aici se pot obține cu ușurință formulele de calcul pentru determinarea inductanței și capacității circuitului:

$$Z_0 = \frac{R_i}{1 \div 20} = Q\,\omega_0 L_1; \qquad L_1 = \frac{R_i}{(10 \div 20)\omega_0 Q} \qquad \text{(XII.8)}$$

$$C_1 = \frac{1}{\omega_0^2 L_1}. \qquad \text{(XII.9)}$$

O altă problemă este calculul transformatorului sau al bobinei de şoc, care are factorul de calitate şi inductanţa înfăşurării primare calculate după expresiile (XII.7) şi (XII.8).

§ XII. 2. Calculul factorului de calitate al bobinei cu miez din tole de material magnetic.

Schema echivalentă a bobinei cu miez din material magnetic este indicată în fig. XII.4. Această schemă echivalentă este justă atât pentru bobina de şoc, cât şi pentru transformatorul fără sarcină în secundar, care debitează pe grila etajului de amplificare următor. In această schemă, r_c este rezistenţa pierderilor din materialul magnetic, L_1 este inductanţa înfăşurării, iar r_1 este rezistenţa înfăşurării. Impedanţa ansamblului format din r_c şi L_1 este:

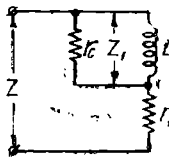


Fig. XII.4. Schema echivalentă a bobinei cu miez din material magnetic.

$$Z_1 = \frac{r_c\, j x_1}{r_c + j x_1} = \frac{r_c x_1^2 + j r_c^2 x_1}{r_c^2 + x_1^2}, \qquad \text{(XII.10)}$$

în care $x_1 = \omega_0 L_1$. Raportul dintre componenta reactivă a expresiei (XII.10) şi componenta ei rezistivă reprezintă factorul de calitate al miezului Q_m, care practic este egal cu factorul de calitate al materialului magnetic Q_{mat}:

$$\frac{r_c}{x_1} = \frac{r_c}{\omega_0 L_1} = Q_m \approx Q_{\text{mat}} \,. \qquad \text{(XII.11)}$$

Impedanţa bobinei se determină din expresia:

$$Z = Z_1 + r_1 = \frac{r_c x_1^2 + j r_c^2 x_1 + r_1 (r_c^2 + x_1^2)}{r_c^2 + x_1^2} =$$

$$= \frac{r_1 r_c^2 + r_1 x_1^2 + r_c x_1^2 + j r_c^2 x_1}{r_c^2 + x_1^2} \,. \qquad \text{(XII.12)}$$

Raportul dintre componenta reactivă a acestei expresii şi componenta rezistivă se numeşte factorul general de calitate Q al bobinei:

$$Q = \frac{r_c^2 x_1}{r_1 r_c^2 + r_1 x_1^2 + r_c x_1^2} \,. \qquad \text{(XII.13)}$$

Se numeşte *factor de calitate al înfăşurării*, raportul dintre reactanţa inductivă x_1 şi rezistenţa înfăşurării r_1:

$$Q_0 = \frac{x_1}{r_1} = \frac{\omega_0 L_1}{r_1} = \omega_0 \tau_1. \qquad \text{(XII.14)}$$

Factorul de calitate al bobinei se determină prin componentele sale: factorul de calitate al materialului magnetic şi factorul de calitate al înfăşurării. El este întotdeauna mai mic decât componenta cea mai mică. In cazurile practice, factorul de calitate al înfăşurării este deobicei superior factorului de calitate al materialului magnetic. In afară de aceasta, factorul de calitate al înfăşurării poate fi făcut suficient de mare, prin micşorarea rezistenţei, adică prin mărirea diametrului conductorului. Determinând din expresia (XII.13) inversul factorului de calitate şi substituind în rezultat valorile Q_m şi Q_o din expresiile (XII.11) şi (XII.14) se obţine:

$$\frac{1}{Q} = \frac{r_1}{x_1} + \frac{x_1}{r_c} + \frac{r_1 x_1}{r_c^2} = \frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_m} + \frac{1}{Q_m^2 Q_0} \approx \frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_m}$$

$$Q \approx \frac{Q_0 Q_m}{Q_0 + Q_m} \approx \frac{Q_0 Q_{mat}}{Q_0 + Q_{mat}}, \qquad \text{(XII.15)}$$

deoarece fracţia a treia este totdeauna cu mult mai mică decât suma primelor două.

Să introducem în miezul bobinei un întrefier; inductanţa, şi prin urmare şi reactanţa inductivă a bobinei, se micşorează de atâtea ori de câte ori creşte reluctanţa circuitului magnetic:

$$x'_1 = \omega_0 L'_1 = x_1 \frac{R_m}{R_m + R_a} = \frac{x_1}{1 + \frac{R_a}{R_m}} = \frac{\omega_0 L_1}{1 + \frac{R_a}{R_m}}, \qquad \text{(XII.16)}$$

în care x_1 — reactanţa inductivă a bobinei fără întrefier;
x'_1 — reactanţa inductivă a bobinei cu întrefier;
L_1 — inductanţa bobinei fără întrefier;
L'_1 — inductanţa bobinei cu întrefier;
R_m — reluctanţa miezului fără întrefier;
R_a — reluctanţa întrefierului.

Pentru miezul cu o secţiune uniformă în lungul circuitului magnetic, raportul $\frac{R_a}{R_m}$ este:

$$\frac{R_a}{R_m} = \mu \sim \frac{l_a}{l_{med}}, \qquad \text{(XII 17)}$$

în care l_a — lungimea întrefierului

l_{med} — lungimea liniei medii de forță din miez

$\mu_\sim$ — permeabilitatea dinamică a materialului magnetic al miezului.

Substituind această valoare în expresia (XII.16) se obține:

$$x'_1 = \omega_0 L'_1 = \frac{x_1}{1 + \mu_\sim \frac{l_a}{l_{med}}}; \quad L'_1 = \frac{L_1}{1 + \mu_\sim \frac{l_a}{l_{med}}}. \quad (XII.18)$$

Prin introducerea întrefierului, inducția din miez nu variază din punct de vedere practic, deoarece ea este determinată de tensiunea alternativă aplicată bobinei, prin urmare, ambele rezistențe r_c și r_1 rămân invariabile. Deoarece inductanța scade, din formulele XII.11) și (XII.14) rezultă că prin aceasta se mărește Q_{mat} și se micșorează Q_0. *Deci introducerea întrefierului mărește factorul de calitate al materialului magnetic și micșorează factorul de calitate al înfășurării, de tot atâtea ori cât se mărește reluctanța circuitului magnetic*:

$$Q'_{mat} = Q_{mat}\left(1 + \frac{R_a}{R_m}\right) = Q_{mat}\left(1 + \mu_\sim \frac{l_a}{l_{med}}\right); \quad (XII.19)$$

$$Q'_0 = \frac{Q_0}{1 + \frac{R_a}{R_m}} = \frac{Q_0}{1 + \mu_\sim \frac{l_a}{l_{med}}}. \quad (XII.20)$$

Dacă factorul de calitate al înfășurării bobinei cu miez fără întrefier este superior factorului de calitate al materialului miezului, ceeace se întâlnește frecvent în practică, introducerea întrefierului mărind factorul de calitate al materialului miezului mărește factorul de calitate general al bobinei. La o anumită mărime a întrefierului, corespunzătoare valorii optime pentru x'_1, factorul de calitate al bobinei va fi maxim. Pentru determinarea valorii optime a întrefierului se va diferenția expresia (XII.15). în raport cu x_1 și se va egala derivata cu zero; de aici se va determina valoarea x'_1 corespunzătoare coeficientului de calitate maxim al bobinei:

$$\frac{d\frac{1}{Q}}{dx_1} = -\frac{r_1}{x_1^2} + \frac{r_1}{r_c^2} + \frac{1}{r_c} = 0;$$

$$x'_1 = \frac{r_c}{\sqrt{1 + \frac{r_c}{r_1}}}. \quad (XII.21)$$

Prin efectuarea înmulţirii expresiilor (XII.11) şi XII.14) se obţine:

$$Q_m Q_0 = Q_m \omega_0 \tau_1 = \frac{r_c}{r_1} \cdot \quad (XII.22)$$

Substituind în expresia (XII.21) valoarea lui r_c din expresia (XII.11) şi raportul rezistenţelor din expresia (XII.22) obţinem:

$$x'_1 = \frac{x_1 Q_m}{\sqrt{1 + \omega_0 \tau_1 Q_m}}, \quad (XII.23)$$

De aici:

$$\frac{x_1}{x'_1} = 1 + \frac{l_a}{l_{med}} \mu_\sim = \frac{\sqrt{1 + \omega_0 \tau_1 Q_m}}{Q_m} \approx \sqrt{\frac{\omega_0 \tau_1}{Q_m}} =$$

$$= \sqrt{\frac{Q_0}{Q_m}} \cdot \quad (XII.24)$$

Rezolvând expresia (XII.24) în raport cu l_a şi presupunând $Q_m = Q_{mat}$ obţinem expresia pentru determinarea întrefierului optim, plecând dela factorul de calitate:

$$l_a = \frac{l_{med}}{\mu_\sim} \left(\sqrt{\frac{\omega_0 \tau_1}{Q_{mat}}} - 1 \right) = \frac{l_{med}}{\mu_\sim} \left(\sqrt{\frac{Q_0}{Q_{mat}}} - 1 \right) \quad (XII.25)$$

Dacă la calculul întrefierului după această formulă se va obţine un rezultat negativ, întrefierul nu este necesar. Acesta este cazul când factorul de calitate al materialului magnetic, în lipsa întrefierului, este superior factorului de calitate al înfăşurării.

Pentru determinarea factorului de calitate al bobinei, la valoarea optimă a întrefierului, este suficient să se substituie valoarea x'_1 din expresia (XII.21) în expresia (XII.13), de unde rezultă că:

$$Q_{max} = \frac{\frac{r_c}{r_1}}{2\sqrt{1 + \frac{r_c}{r_1}}} = \frac{Q_0 Q_m}{2\sqrt{1 + Q_0 Q_m}} \approx \frac{\sqrt{Q_0 Q_m}}{2} \approx$$

$$\approx \frac{\sqrt{Q_0 Q_{mat}}}{2} = \frac{\sqrt{\omega_0 \tau_1 Q_{mat}}}{2}, \quad (XII.26)$$

deoarece produsul dintre factorii de calitate este totdeauna mult mai mare decât unitatea.

Adoptând Q_{max} drept valoarea factorului de calitate Q, aflat pe baza selectivității necesare etajului de amplificare (formula XII.7), se poate determina cu ușurință valoarea constantei de timp a transformatorului sau a bobinei de șoc, dacă se cunosc factorul de calitate al înfășurării, factorul de calitate al materialului magnetic și frecvența

$$\tau_1 = \frac{4Q^2}{\omega_0 Q_{mat}} \cdot \qquad \text{(XII.27)}$$

Valoarea factorului de calitate al materialului magnetic Q_{mat}, la o anumită frecvență și inducție, se poate deduce din graficele reprezentate în fig. XVIII . 13÷XVIII . 18. Prin determinarea constantei de timp se poate alege, sau construi, miezul pentru transformator sau pentru bobina de șoc și se poate executa un calcul de construcție complect. Acest calcul este expus în capitolele următoare și în exemplele din anexă.

Din graficele capitolului următor și din anexă rezultă că factorul de calitate al materialului magnetic este maxim, iar permeabilitatea magnetică este constantă, doar la inducții foarte mici. Prin mărirea inducției, factorul de calitate scade, iar permeabilitatea crește repede. Variația proprietăților materialului magnetic în funcție de valoarea inducției face ca frecvența de rezonanță și decrementul circuitului, în care se află bobina cu miez din tole de material magnetic, să varieze odată cu tensiunea aplicată circuitului. Frecvența de rezonanță și selectivitatea sunt constante doar în cazul când inducția în miez este foarte mică. Deaceea, pentru obținerea caracteristicelor constante este recomandabil să se aplice circuitului tensiuni ce nu depășesc valoarea la care permeabilitatea începe să crească.

Totuși în practică, deseori trebue să se aplice circuitului tensiuni la care inducția depășește valorile pentru care permeabilitatea este constantă. In aceste cazuri trebue să se introducă un întrefier mai mare decât cel optim. Mărimea întrefierului se va lua astfel încât, reluctanța lui sa depășească de mai multe ori reluctanța miezului. Desigur că acest fapt micșorează factorul de calitate al bobinei și prin urmare și selectivitatea etajului, dar face atât factorul de calitate, cât și frecvența de rezonanță mai puțin dependente de tensiunea aplicată circuitului.

In acest caz, constanta de timp a miezului trebue să se ia de câteva ori mai mare decât cea calculată cu formula (XII.27). Valoarea precisă a constantei de timp necesară se determină în decursul calculului ulterior.

Permalloyul, după un tratament termic special, are o limită

a linearităţii mult mai ridicată decât oţelurile de transformator (fig. XI.6). Deaceea, folosirea permalloyului pentru transformatorii şi bobinele de şoc rezonante permite să se obţină o curbă de selectivitate cu mult mai puţin dependentă de variaţia tensiunii aplicate, decât în cazul folosirii oţelurilor de transformator. Cu tot factorul de calitate scăzut al permalloyului, folosirea lui permite să se reducă dimensiunile transformatorului de rezonanţă, deoarece permeabilitatea lui ridicată duce la micşorarea dimensiunilor şi la constanta de timp respectivă, necesară pentru a obţine o anumită selectivitate.

Componenta continuă a curentului anodic al tubului, care trece prin înfăşurarea transformatorului sau a bobinei de şoc, micşorează inductanţa ei. Acest fapt se ia în consideraţie la calculul de construcţie. Prin aceasta, valoarea factorului de calitate al materialului magnetic nu se modifică mult deoarece existenţa întrefierului permite să se considere factorul de calitate invariabil. Excluderea magnetizării de curent continuu se poate realiza folosind alimentarea în paralel; pentru aceasta se introduce în circuitul anodic al tubului o rezistenţă de valoare mare şi se conectează bobina rezonantă printr'un condensator de blocare, cu o capacitate suficient de mare (fig. XII.5).

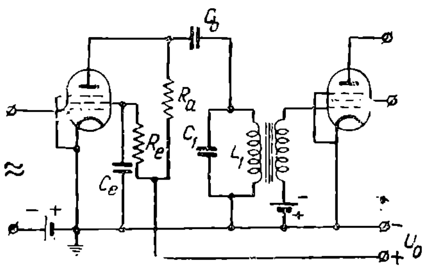


Fig. XII. 5. Schema amplificatorului selectiv, cu alimentare în paralel.

Metoda indicată pentru calculul factorului de calitate al bobinei cu miez din tole de material magnetic, este suficient de precisă la frecvenţele de 1000 ÷ 2000 Hz., şi valoarea întrefierului până la 1 $^0/_0$ din lungimea liniei medii de forţă magnetică a miezului. Această metodă poate fi deasemenea aplicată pentru calculul factorului de calitate al bobinelor cu miez de ferocart.

§ XII. 3. EXEMPLE DE CALCUL

Se presupune că trebue să se calculeze un etaj de amplificare cu transformator cu o frecvenţă de rezonanţă de 250 Hz (ω_0 = 1 570), folosind un tub cu ecran cu o rezistenţă internă R_i = 1 $M\Omega$. Pentru ω_1 = 3140 (adică armonica a doua) amplificarea trebue să scadă de cel puţin 15 ori. Se ştie că tensiunea maximă în circuit nu va depăşi 1 volt; când tensiunea variază dela valori formate mici până la 1 V, variaţia frecvenţei de rezonanţă a circuitului nu trebue să depăşească 10 Hz.

1. Cunoscând raportul dintre pulsaţia ω_1 şi pulsaţia de rezonanţă ω_0 calculăm factorul de calitate necesar bobinei:

$$p=\frac{\omega_1}{\omega_0}=\frac{3140}{1570}=2;$$

$$Q=\frac{S_e}{p-\frac{1}{p}}=\frac{15}{2-\frac{1}{2}}=10.$$

2. Valoarea necesară a inductanței trebue să fie situată între limitele:

$$L_1=\frac{R_i}{(10\div 20)\,\omega_0 Q}=\frac{10^6}{(10\div 20)\cdot 1570\cdot 10}=(3,2\div 6,4)\ \text{H.}$$

3. Se ia pentru miezul transformatorului oțel de transformator Э4AA nerecopt după ștanțare, cu grosimea de 0,35 mm; factorul de calitate la inducții foarte mici (factorul de calitate inițial), la frecvența de 250 Hz, după cum reiese din curbele din fig. XVIII. 14, este aproximativ egal cu 40. Constanta de timp necesară a miezului va fi:

$$\tau_1=\frac{4\,Q^2}{\omega_0 Q_{mat}}=\frac{4\cdot 10^2}{1570\cdot 40}=0,0064\ \text{s}.$$

Condiția ca inductanța să nu varieze mult la semnalul de 1 V, impune introducerea unui întrefier destul de mare, ceeace va mări de mai multe ori constanta de timp necesară. Introducerea întrefierului va permite să nu se țină seama de mica magnetizare de curent continuu a miezului, provocată de trecerea curentului anodic al tubului prin înfășurarea primară a transformatorului.

4. Dacă pentru cazul de față se ia miezul E 18 x 18 ștanțat „fără deșeuri" (convenabil în ceeace privește constanta de timp), conform normei ST — 360 A, calculul de construcție al transformatorului va da aproximativ datele următoare:

Secțiunea netă a miezului	$q_m = 2,85\ \text{cm}^2$
Lungimea liniei medii de forță magnetică	$l_{med} = 10\ \text{cm}$
Numărul spirelor înfășurării primare	$w_1 = 3000$
Rezistența înfășurării primare	$r_1 = 570\ \Omega$.

5. Conform fig. XI. 4, permeabiltatea inițială a oțelului Э4AA este de 400 gauss/oersted, deaceea la asamblarea miezului prin suprapunere în părți opuse, pentru tensiuni foarte mici în înfășurarea primară, inductanța înfășurării pirimare va fi:

$$L_1=\frac{0,4\,\pi\mu_{\sim i} w_1^2 q_m}{10^8\, l_{med}}=\frac{0,4\cdot 3,14\cdot 400\cdot 3000^2\cdot 2,85}{10^8\cdot 10}=12,9\ \text{H}.$$

Prin aceasta, factorul de calitate al înfășurării va fi:

$$Q_0=\frac{\omega_0 L_1}{r_1}=\frac{1570\cdot 12,9}{570}\approx 35.$$

Deoarece factorul de calitate al materialului magnetic depășește fac-

torul de caltatie al înfăşurării, pentru a obţine factorul de calitate maxim pentru transformator în cazul semnalelor slabe, nu este necesar întrefierul. Să calculăm factorul de calitate al transformatorului fără întrefier :

$$Q \approx \frac{Q_0 Q_{mat}}{Q_0 + Q_{mat}} = \frac{35 \cdot 40}{55+40} = 18,7.$$

6. Dacă în înfăşurarea primară tensiunea este de 1 V, inducţia în miezul transformatorului va fi :

$$B_m = \frac{U_{m1} 10^8}{w q_m w_1} = \frac{1 \cdot 10^8}{1570 \cdot 2,85 \cdot 3000} \approx 7,5 \text{ gauss}.$$

Pentru aecastă inducţie şi la frecvenţa de 250 Hz, factorul de calitate al oţelului э4АА de 0,35 va fi (conform curbei din fig. XVIII. 14) de aproximativ 13,5, iar permeabilitatea (după curba din fig. XI. 4), de aproximativ 500 gauss/oersted. Prin aceasta, inductanţa înfăşurării primare va creşte până la :

$$L_1 = \frac{0,4 \cdot 3,14 \cdot 500 \cdot 3000^2 \cdot 2,85}{10^8 \cdot 10} = 16 \text{ H}$$

iar factorul de calitate al înfăşurării va fi :

$$Q_0 = \frac{1570 \cdot 16}{570} = 44$$

Factorul de calitate al transformatorului, în cazul semnalului de 1 V, va fi :

$$Q \approx \frac{Q_0 Q_{mat}}{Q_0 + Q_{mat}} = \frac{44 \cdot 13,5}{44 + 13,5} = 10,3.$$

Din comparaţia datelor obţinute cu datele dela punctul precedent, se vede că la tensiunea de 1 V, în lipsa întrefierului, inductanţa înfăşurării primare a crescut de $\frac{16}{12,9} = 1,24$ ori, iar factorul de calitate a scăzut de $\frac{18,7}{10,3} = 1,8$ ori. Această variaţie a inductanţei va provoca a variaţie a frecvenţei de rezonanţă de $\sqrt{1,24}$, adică 1,11 ori, sau cu 28 Hz, ceeace nu este admisibil. Selectivitatea va varia deasemenea mult, din cauza unei mari variaţii a factorului de calitate.

In cazul tensiunii aplicate transformatorului egală cu 1 V, factorul de calitate al înfăşurării este mult mai mare decât factorul de calitate al materialului magnetic. Pentru obţinerea factorului de calitate maxim al transformatorului, trebue să se introducă un întrefier de o valoare anumită, determinat din expresia (XII. 25). In realitate acest întrefier nu asigură constanţa necesară a inductanţei, la variaţia amplitudinei semnalului dela o valoare foarte mică până la 1 V.

7. Pentru a obţine constanta necesară a inductanţei şi un factor de calitate constant se introduce în miez întrefierul a cărui reluctanţă, pentru

semnalele slabe, depăşeşte de două ori reluctanţa circuitului magnetic; mărimea acestui întrefier se poate calcula din expresia (XII. 17):

$$\frac{R_a}{R_m} = \mu_{\sim i}\frac{l_a}{l_{med}} = 2; \quad l_a = \frac{2\,l_{med}}{\mu_{\sim i}} = \frac{2 \cdot 10}{400} = 0{,}05 \text{ cm}$$

Pentru această mărime a întrefierului, inductanţa înfăşurării primare, factorul ei de calitate şi factorul de calitate al materialului magnetic factorul de calitate al transformatorului la semnalele slabe vor fi:

$$L'_1 = \frac{L_1}{1 + \mu_{\sim}\frac{l_a}{l_{med}}} = \frac{12{,}9}{1 + 400\frac{0{,}05}{10}} = 4{,}3 \text{ H.}$$

$$Q'_0 = \frac{Q_0}{1 + \mu_{\sim}\frac{l_a}{l_{med}}} = \frac{35}{1 + 400\frac{0{,}05}{10}} = 11{,}7;$$

$$Q'_{mat} = Q_{mat}\left(1 + \mu_{\sim}\frac{l_a}{l_{med}}\right) = 40\left(1 + 400\frac{0{,}05}{10}\right) = 120;$$

$$Q' \approx \frac{Q'_0 Q'_{mat}}{Q'_0 + Q'_{mat}} = \frac{11{,}7 \cdot 120}{11{,}7 + 120} = 10{,}66.$$

La semnalul de 1V, acest întrefier nu va permite ca inductanţa şi factorul de calitate să varieze mult. Să se determine mărimile de mai sus, pentru tensiunea de 1V, substituind în formula precedentă valorile corespunzătoare pentru L_1, $\mu_{\sim}$, Q_0, Q_{mat}:

$$L'_1 = \frac{L_1}{1 + \mu_{\sim}\frac{l_a}{l_{med}}} = \frac{16}{1 + 500\frac{0{,}05}{10}} = 4{,}57 \text{ H.}$$

$$Q'_0 = \frac{Q_0}{1 + \mu_{\sim}\frac{l_a}{l_{med}}} = \frac{44}{1 + 500\frac{0{,}05}{10}} = 12{,}6$$

$$Q'_{mat} = Q_{mat}\left(1 + \mu_{\sim}\frac{l_a}{l_{med}}\right) = 13{,}5\left(1 + 500\frac{0{,}05}{10}\right) = 47{,}2;$$

$$Q' \approx \frac{Q'_0 Q_{mat}}{Q'_0 + Q'_{mat}} = \frac{12{,}6 \cdot 47{,}2}{12{,}6 + 47{,}2} \approx 10.$$

La această valoare a întrefierului, variaţia tensiunii semnalului dela valori foarte mici până la 1V, va mări inductanţa

înfăşurării primare a transformatorului de $\frac{4,57}{4,3} = 1,063$ ori; aceasta va provoca reducerea frecvenţei de rezonanţă până la:

$$\frac{250}{\sqrt{1,063}} = 242 \text{ Hz}.$$

Modificarea frecvenţei de rezonanţă nu depăşeşte 10 Hz, ceeace satisface condiţiile puse. Deasemenea şi variaţia factorului de calitate este scăzută. Valorile obţinute pentru inductanţa înfăşurării primare şi factorul de calitate al transformatorului corespund cu valorile calculate la punctele 1 şi 2.

8. Să determinăm capacitatea cu care înfăşurarea primară a transformatorului formează un circuit rezonant pe frecvenţa de 250 Hz:

$$C_1 = \frac{1}{\omega_0^2 L_1} = \frac{1}{1570^2 \cdot 4,3} = 0,0945 \cdot 10^{-6} \text{ F} \approx 0,1 \ \mu\text{F}.$$

9. Impedanţa la rezonanţă a circuitului înfăşurării primare, pentru semnalele slabe, va fi

$$Z_0 = Q' \omega_0 L'_1 = 10,66 \cdot 1570 \cdot 4,3 \approx 72\,000 \ \Omega.$$

10. Dacă panta tubului, folosit în etajul respectiv, este egală cu 1,2 mA/V, iar înfăşurarea secundară a transformatorului conţine 3000 spire ($n = 1$) şi nu este încărcată, factorul de amplificare al etajului pentru semnalele slabe, la frecvenţa de rezonanţă, va fi:

$$K_0 \approx SZ_0 = 1,2 \cdot 10^{-3} \cdot 7,2 \cdot 10^4 = 86.$$

PARTEA A II-a

CALCULUL DE CONSTRUCŢIE AL TRANSFORMATORILOR DE JOASĂ FRECVENŢĂ

CAPITOLUL XIII

CONSTRUCŢIA TRANSFORMATORILOR DE JOASĂ FRECVENŢĂ

XIII.1. Principiile care determină construcţia transformatorului

În linii generale, construcţia transformatorului de joasă frecvenţă este similară construcţiei transformatorului de reţea, deoarece funcţiunile lor sunt asemănătoare. Totuşi, transformatorii de joasă frecvenţă au o serie de particularităţi constructive, impuse de condiţiile specifice de lucru.

Dimensiunile şi construcţia transformatorului de joasă frecvenţă sunt determinate atât de condiţiile electrice cât şi de cele constructiv-economice, care stau la baza proiectării lui.

In principiu, condiţiile electrice constau în aceea că într'o bandă de frecvenţă anumită, caracteristica de frecvenţă sau de fază a transformatorului trebue să satisfacă condiţiile propuse. In acest fel, randamentul sau coeficientul de utilizare al transformatorului nu va fi mai coborît decât cel propus, iar distorsiunile nelineare, produse de transformator, nu vor depăşi valoarea admisibilă.

In afară de aceste condiţii, se impun şi anumite condiţii constructive şi economice, al căror caracter depinde, în mare măsură, de felul şi destinaţia aparatajului, pentru care se proiectează transformatorul. Pentru anumite proprietăţi electrice (caracteristica de frecvenţă, randamentul, puterea) se poate proiecta transformatorul astfel ca să aibă:

1) greutatea minimă posibilă,

2) costul minim.

Aceste condiţii constructiv-economice determină construcţia transformatorului şi materialele folosite pentru confecţionarea lui. In paragraful XIV.4 se va descrie mai amănunţit proiectarea transformatorului, în funcţie de condiţiile constructiv-economice.

Proiectarea construcţiei transformatorului de joasă frecvenţă este determinată de o serie de factori, dintre care principalii sunt: capacitatea proprie scăzută, o inductanţă de scăpări mică,

distorsiuni nelineare mici, sensibilitatea redusă față de câmpurile magnetice și electro-statice exterioare, simetria înfășurărilor, etc.

Prezența componentei continue a curentului, într'una sau în ambele înfășurări, obligă deseori să se introducă un întrefier, ceeace influențează deasemenea construcția și procesul de uzinaj al transformatorului.

XIII.2. Particularitățile construcției legate de destinația transformatorului

După locul de utilizare în montajul amplificatorului, transformatorii de joasă frecvență pot fi împărțiți în trei grupuri principale:

1. Transformatori de intrare.
2. Transformatori de cuplaj între etaje.
3. Transformatori de ieșire.

Din cauza condițiilor diferite ce se pun acestor grupuri de transformatori, construcția lor are particularități care se vor arăta mai jos.

1. *Transformatorii de intrare*

Majoritatea amplificatorilor de joasă frecvență au ca element intermediar între sursa semnalului de amplificat și grila primului tub un transformator de intrare. Folosirea lui este determinată de două motive principale:

a) posibilitatea de a mări mult tensiunea semnalului, deoarece rezistența lui interioară este deobicei neînsemnată, în comparație cu rezistența de intrare a tubului, în banda frecvențelor de lucru;

b) necesitatea de a avea, într'o serie de cazuri, un circuit de intrare simetric, în raport cu pământul (masa amplificatorului).

Posibilitatea de a mări mult tensiunea aplicată la grila primului tub din amplificator joacă un mare rol. Aceasta permite să se reducă amplificarea necesară în amplificator, să se mărească intervalul de funcționare (din cauza măririi tensiunii semnalului, față de tensiunea sgomotelor proprii ale amplificatorului). Această împrejurare este extrem de importantă la amplificatorii cu o tensiune de intrare scăzută, ca de exemplu în cazul amplificatorilor pentru microfoanele dinamice și cu bandă precum și în cazul amplificatorilor magnetofoanelor.

Capacitatea proprie a transformatorului de intrare micșorează creșterea tensiunii produsă de transformatorul de intrare, deoarece reduce raportul de transformare. Deaceea, în transformatorii de

intrare, deseori înfăşurările se împart în secţii, pentru a micşora capacitatea proprie.

Simetria circuitului de intrare în raport cu pământul este necesară la amplificatorii care lucrează alimentaţi dela liniile aeriene de telecomunicaţii sau cabluri, şi deseori la amplificatorii de măsură. Deoarece circuitul „grilă de comandă-catod" este asimetric în raport cu pământul (catodul este deobicei pus la pământ), pentru a nu strica simetria liniei sau a montajului de măsură, semnalul pe tubul de intrare al amplificatorului trebue să se aplice printr'un transformator de intrare, construit în mod special cu înfăşurarea primară simetrică. In cazul asimetriei circuitului de intrare al amplificatorului de linie sau de măsură, nu se reuşeşte să se ajungă la eliminarea cuplajelor parazite şi a paraziţilor, ceeace cauzează o nesatisfăcătoare funcţionare a amplificatorului.

Pe lângă calităţi, transformatorul de intrare are şi defecte. Defectul cel mai important este sensibilitatea lui faţă de câmpurile electromagnetice exterioare. Pentru micşorarea sensibilităţii faţă de câmpurile electromagnetice este necesară o construcţie specială a transformatorului şi blindarea lui. Deosebit de complexă este problema protecţiei transformatorilor de intrare, din amplificatorii cu nivel de intrare scăzut, împotriva câmpurilor electromagnetice, produse atât de transformatorii de ieşire cât şi de transformatorii de reţea, din amplificator.

Pentru a obţine înfăşurarea primară simetrică în raport cu pământul, înfăşurarea se imparte în două jumătăţi identice atât ca număr de spire, cât şi ca dimensiuni. O construcţie simplă a bobinei transformatorului de intrare simetric este reprezentată în fig. XIII.1. In această construcţie, carcasa din material izolant, în care sunt aşezate înfăşurările, se împarte printr'o nervură mijlocie, în două secţii identice, în care se bobinează câte o jumătate din înfăşurarea secundară (jos) şi din cea primară (sus). Bobinarea celor două secţii se execută în sensuri opuse. Pentru aceasta, după bobinarea primei secţii, carcasa se inversează în bacurile de bobinaj. In afară de izolaţie, între înfăşurarea pri-

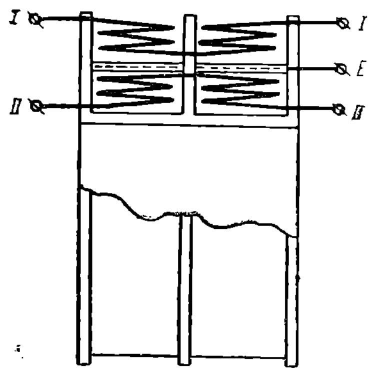
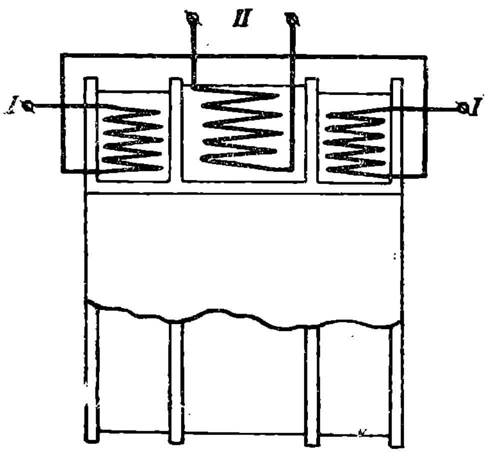


Fig XIII.1. Construcţie simplă a înfăşurărilor transformatorului de intrare simetric.

mară și cea secundară se așează un strat de foiță metalică, pentru ecranarea înfășurării primare, față de cea secundară. Ecranul se leagă la miezul transformatorului și la masa amplificatorului. Două capete (superioare sau inferioare) ale înfășurării secundare se leagă între ele, iar celelalte două se scot afară. La înfășurarea primară se leagă între ele capetele inferioare. Capetele superioare formează un circuit de intrare simetric.

Construcția simplă descrisă nu oferă o simetrie prea exactă a circuitului de intrare, chiar în cazul unei execuții corecte a carcasei și a unei bobinări atente a secțiilor. Cauza este ecranarea incompletă a înfășurării primare, față de înfășurarea secundară asimetrică și alte elemente. Totuși, folosirea acestei construcții, la amplificatorii cu un nivel de intrare scăzut, produce o micșorare accentuată a cuplajelor și paraziților.

Pentru a obține o simetrie mai exactă și o ecranare mai bună a înfășurării primare, carcasa se execută din foi de alamă, sau alt material diamagnetic. Ca să nu se formeze în transformator o spiră în scurtcircuit se face o tăietură în lungul întregii carcase. Pe carcasă se fac trei secții: în secția din mijloc se așează înfășurarea secundară, iar în secțiile din margini câte o jumătate din spirele înfășurării primare (fig. XIII.2). Pentru a se lega capetele de același semn ale înfășurării primare, bobinarea ei se execută cu inversarea carcasei. Inaintea bobinării, carcasa se acoperă cu un strat de hârtie densă, sau pânză lăcuită, prin lipire la exterior și interior pentru a izola înfășurările și miezul de carcasă. După bobinare și după legarea capetelor, înfășurarea primară se acoperă cu un strat de foiță metalică, luând măsuri împotriva formării spirei scurtcircuitate. Carcasa, ecranul și miezul se leagă la masa amplificatorului.



XIII.2. Înfășurările transformatorului de intrare simetric, cu carcasă metalică cu trei secții.

O astfel de construcție, executată corect, asigură o simetrie suficientă aproape în toate cazurile. Pentru mărirea simetriei,

între capetele înfăşurării primare şi ecran se conectează trimeri prin a căror acordare se poate obţine o simetrie aproape desăvârşită, în banda frecvenţelor de lucru.

Carcasa metalică este necesară pentru transformatorii de intrare doar în cazul unor condiţii de simetrie foarte stricte: în amplificatorii de linie sau de măsură, cu intrarea simetrică, cu frecvenţa de lucru superioară de ordinul a sute de kHz sau mai mult. In majoritatea celorlalte cazuri este suficient ca executând corect carcasa din material izolant, secţiile aceleiaşi înfăşurări având dimensiuni egale, să se pună ecrane înainte şi după înfăşurarea primară. In cazul construcţiei cu trei secţii este folositor ca pereţii interiori şi exteriori să se acopere cu foiţă metalică, prin lipire pe o parte, care foiţă se leagă electric cu ecranele.

Trebue să se aibă în vedere că ecranarea înfăşurărilor transformatorilor simetrici, şi în special folosirea carcaselor metalice, pentru înfăşurări, măreşte mult capacitatea proprie a transformatorului. Deaceea, în cazul transformatorilor simetrici nu se obţine o mărire a tensiunii tot atat de mare ca în cazul transformatorilor nesimetrici.

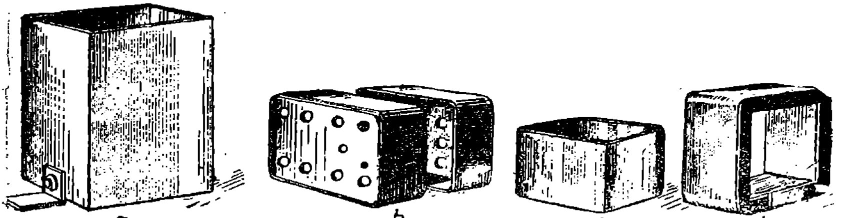


Fig. XIII.3. Ecranele transformatorului de intrare la un amplificator de măsură: *a*) blindaj din cupru roşu; *b*) blindaj ştanţat din oţel moale: *c*) ecran din tole de permalloy; *d*) ecran asamblat din tole de permalloy ştanţate.

Pentru micşorarea acţiunii câmpurilor electromagnetice exterioare asupra transformatorului de intrare, acesta se aşează într'un ecran din material magnetic, cu o înaltă permeabilitate iniţială. Acest ecran protejează satisfăcător transformatorul de câmpurile de joasă frecvenţă. La frecvenţe ridicate, din cauza măririi pierderilor şi a efectului pelicular, acţiunea de ecranare a acestui blindaj scade, iar rezultate optime se obţin prin folosirea blindajului din cupru roşu. Pentru mărirea acţiunii de ecranare, ecranele se fac în mai multe straturi. Pentru exemplificare,

în fig. XIII.3 sunt reprezentate demontate ecranele transformatorului de intrare, dintr'un amplificator de măsură.

Micşorarea sensibilităţii transformatorului de intrare, faţă de câmpurile exterioare, poate fi realizată şi prin alte două metode. Prima constă în folosirea pentru miez a unui material cu o permeabilitate iniţială cât mai ridicată (de exemplu permalloy 78 % de bună calitate). Folosirea acestui material permite să se dea transformatorului dimensiuni foarte mici, micşorând deasemenea sensibil numărul spirelor înfăşurării secundare, dela care se culege tensiunea care se aplică primului tub al amplificatorului. Aceste modificări constructive reduc f.e.m. parazite induse în înfăşurarea secundară a transformatorului.

A doua metodă de micşorare a sensibilităţii faţă de câmpurile exterioare constă în folosirea construcţiei în sâmbure cu două bobine (fig. XIII.4). In cele două bobine ale transformatorului fluxul magnetic este îndreptat în sensuri opuse, iar capetele înfăşurărilor se leagă astfel încât f.e.m. induse să se însumeze.

Dacă asupra acestui transformator acţionează un câmp magnetic exterior uniform, el provoacă apariţia unui flux magnetic de acelaşi sens, în ambele bobine. Acesta induce în jumătăţile înfăşurării f.e.m. egale şi de sensuri contrare, care se anulează reciproc, aproape integral.

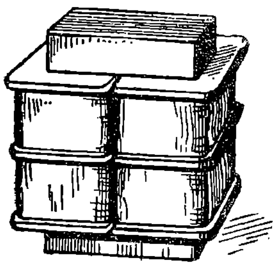


Fig. XIII.4. Transformator de intrare pentru un amplificator cu nivel scăzut de paraziţi ; vedere fără blindaj.

Prin această construcţie se poate obţine o micşorare a f.e.m. parazite de 5 ÷ 10 ori în comparaţie cu transformatorul în manta care are aceleaşi date electrice.

Ambele metode indicate permit să se reducă ecranarea transformatorului, ceeace simplifică construcţia şi poate reduce costul total al transformatorului ecranat. Intr'adevăr costul ecranului se reduce, şi scad greutatea şi dimensiunile transformatorului.

Din cauză că în cazul transformatorului de intrare puterea intrată este aproape totdeauna neînsemnată, dimensiunile lui sunt determinate de frecvenţa de lucru inferioară. In acest caz încălzirea înfăşurărilor şi a miezului din punct de vedere practic lipseşte.

2. *Transformatorii de cuplaj între tuburi.*

Transformatorii de cuplaj între tuburi se folosesc pentru cuplajul etajelor de amplificare numai în cazurile când cupla-

jul cu rezistență, mai simplu și mai ieftin, este inadaptabil dintr'o cauză oarecare. Ca exemplu se poate indica trecerea dela etajul cu o tensiune anodică joasă la etajul cu tensiune anodică ridicată. In acest caz, tensiunea maximă fără distorsiuni care poate fi furnizată de etajul precedent este adeseori insuficientă pentru alimentarea circuitului grilei etajului următor. In această situație, folosirea transformatorului de cuplaj ridicător de tensiune permite să se mărească tensiunea etajului precedent până la valoarea necesară și elimină necesitatea folosirii unui etaj suplimentar de preamplificare.

Folosirea transformatorului de cuplaj permite deasemenea să se realizeze în mod simplu trecerea dela etajul de preamplificare finală la etajul final, care lucrează cu curenți de grilă. Cuplajul cu rezistențe și capacități nu poate fi folosit în acest caz, deoarece încărcarea condensatorului de blocaj datorită curenților de grilă provoacă deformarea semnalului. Folosirea transformatorului permite să se obțină totdeodată o valoare mică a raportului dintre impedanța de ieșire raportată a etajului de preamplificare finală și impedanța circuitului grilei, ceeace este necesar pentruca distorsiunile nelineare provocate de curenții de grilă să aibă o valoare mică.

Transformatorii de cuplaj se folosesc uneori pentru trecerea dela o schemă simplă la o schemă în contratimp, chiar la funcționarea fără curenți de grilă, dacă folosirea cuplajului prin transformatori permite să se micșoreze numărul etajelor. Astfel se micșorează numărul tuburilor amplificatorului și se reduc cheltuelile de exploatare.

Influența câmpurilor exterioare asupra transformatorului de cuplaj este mult mai puțin periculoasă decât cea asupra transformatorului de intrare, deoarece în cazul de față tensiunea semnalului este mult mai ridicată. Totuși, pentru micșorarea cuplajelor magnetice și a perturbațiilor produse de transformatorii de alimentare, transformatorul de cuplaj trebue să se monteze deseori într'un blindaj din tablă de fier moale, de 0,5 ÷ 1 mm.

Deoarece una din înfășurările transformatorului de cuplaj se leagă deobicei la polul pozitiv al sursei de alimentare anodică, iar cealaltă înfășurare și miezul sunt legate la polul negativ, între înfășurările transformatorului, precum și între înfășurarea primară și miez, există o diferență de potențial egală cu tensiunea sursei de alimentare anodică. Deaceea, izolația dintre înfășurările transformatorului trebue să aibă o rigiditate dielectrică suficientă, pentruca să fie exclusă în condițiile de exploatare posibilitatea străpungerii izolației.

Transformatorii de cuplaj, care lucrează în circuitul de intrare al etajului în contratimp, trebue să desvolte în jumătăţile înfăşurării secundare tensiuni egale şi decalate cu 180°, în toată banda frecvenţelor de lucru. Prin urmare, caracteristicele de frecvenţă şi de fază ale jumătăţilor înfăşurării trebue să fie identice. Construcţia cea mai simplă şi cea mai des folosită a înfăşurărilor unui astfel de transformator (fig. XIII.5), în care înfăşurarea secundară se bobinează continuu şi se scoate o priză mediană, nu asigură caracteristice identice pentru cele două jumătăţi. Cauza principală a acestui fapt este marea diferenţă între inductanţele de scăpări ale jumătăţilor de înfăşurare, raportul lor putând atinge valoarea de 2 ÷ 2,5. Aceasta face ca tensiunile aplicate pe grilele etajului final în contratimp, să fie inegale la frecvenţele superioare ceeace provoacă micşorarea puterii debitate şi creşterea distorsiunilor nelineare. Aceasta se admite la amplificatorii ieftini, de calitate inferioară, din cauza simplicităţii şi ieftinătăţii construcţiei.

In amplificatorii de calitate superioară, precum şi în toate cazurile când montajul trebue să fie simetric pentru întreaga

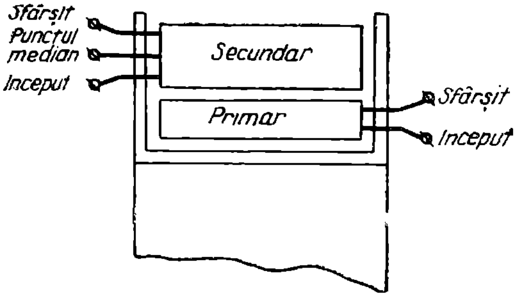


Fig. XIII.5. Cel mai simplu mod de aşezare a înfăşurărilor transformatorului, pentru trecerea dela un etaj simplu la un etaj în contratimp.

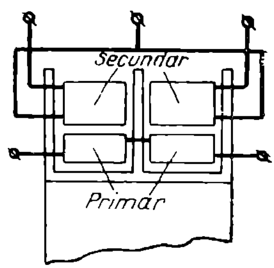


Fig. XIII.6. Aşezarea simetrică a înfăşurărilor transformatorului de cuplaj pentru trecerea dela un etaj simplu la un etaj în contratimp.

bandă a frecvenţelor de lucru, trebue să se folosească aşezarea simetrică a înfăşurării secundare. Exemple de astfel de înfăşurări sunt reprezentate în fig. XIII.6 şi XIII.7.

De multe ori este suficientă folosirea unei metode simplificate de bobinare a transformatorului de cuplaj care produce o asimetrie şi o inductanţă de scăpări mult mai mici decât metoda arătată în fig. XIII.5. Ea constă din separarea înfăşurării secundare în două părţi egale, între care se bobinează înfăşurarea primară (fig. XIII.8).

Transformatorii de trecere dela un etaj în contratimp la alt etaj în contratimp se execută după aceleaşi scheme de bobinare, numai că înfăşurarea primară se secţionează în două părţi iar din punctul mediu se scoate o priză.

Transformatorii utilizaţi pentru alimentarea etajului care lucrează cu curenţi de grilă nu trebue să aibă o inductanţă de scăpări mare, în schimb trebue să aibă un decrement suficient. Prezenţa inductanţei de scăpări mari, în aceşti transformatori provoacă o deformare accentuată a tensiunii de grilă, la frecvenţele de lucru medii şi superioare, în cazul unor curenţi de grilă sub forma de impulsuri. Decrementul scăzut provoacă apariţia oscilaţiilor amortizate, excitate prin şoc, la fiecare impuls al curentului pe grilă. Pentru micşorarea distorsiunilor provocate de impulsurile curentului pe grilă, este necesar să se asigure sarcinei transformatorului, un caracter rezistiv în toată banda frecvenţelor de lucru (condiţia II.1). Este necesar deci să se încarce înfăşurarea secundară printr'o rezistenţă suficient de mică, reducând deasemenea, pe cât posibil, inductanţa lui de scăpări. Inductanţa de scăpări care provoacă, la frecvenţa de lucru superioară, distorsiuni de frecvenţă de circa 0,25—0,5 db, este în majoritatea cazurilor admisibilă.

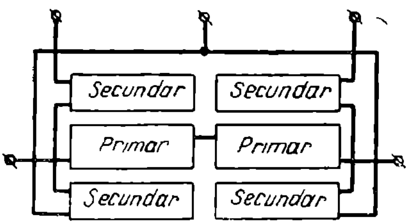


Fig. XIII.7. Aşezarea simetrică a înfăşurărilor cu o inductanţă de scăpări redusă, la transformatorul de cuplaj între un etaj simplu şi unul în contratimp.

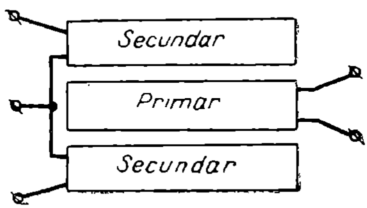


Fig. XIII.8. Metodă simplificată de bobinare a transformatorului de cuplaj cu o inductanţă de scăpări redusă, pentru cuplajul între un etaj simplu şi unul în contratimp.

Deoarece impulsurile curentului de grilă alternează în ambele jumătăţi ale înfăşurării secundare ale unui astfel de transformator, construcţia înfăşurărilor trebue să asigure o inductanţă de scăpări a întregii înfăşurări primare mică în raport cu fiecare jumătate a înfăşurării secundare. Aşezarea înfăşurărilor, reprezentată în fig. XIII.6 şi XIII.7., este în acest caz nefavorabilă, deoarece una din jumătăţile înfăşurării primare este slab cuplată cu jumătatea activă a înfăşurării secundare, ceeace provoacă o inductanţă de scăpări mare. Metoda de bobinare indicată în fig. XIII.8, este mai favorabilă; în cazul necesităţii obţi-

nerii unei simetrii mai exacte este necesar să se folosească metode de bobinare mai complicate, între care una este reprezentată în fig. XIII.9.

In majoritatea cazurilor, dimensiunile transformatorilor de cuplaj între etaje sunt determinate de frecvența de lucru inferioară, deoarece puterea ce li se aplică este deobicei scăzută. Doar transformatorii de intrare din amplificatorii finali de mare putere constitue o excepție, puterea lor depășind deseori pe cea critică. Incălzirea înfășurărilor și a miezului, în cazul transformatorilor de cuplaj dintre etaje, ca și în cazul celor de intrare, se face simțită; deaceea nu este necesar să se ia măsuri pentru a se asigura o bună răcire a înfășurării și a miezului. In cazul transformatorilor de cuplaj dintre etaje, ca și în cazul celor de intrare, folosirea permalloyului permite să se reducă mult greutatea și dimensiunile transformatorului, dar aceasta poate mări costul. Folosirea permalloyului de 78 % este posibilă numai cu condiția anulării magnetizării continue a miezului transformatorului. Permalloyul de 40 ÷ 50 % permite reducerea greutății și a dimensiunilor transformatorului într'o mai mică măsură, dar admite în schimb prezența unei magnetizări continue.

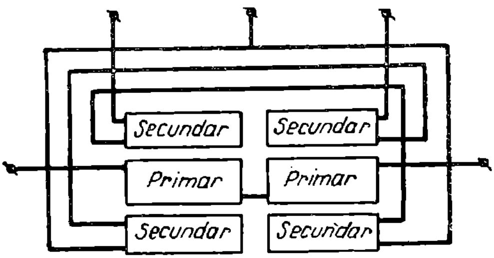


Fig. XIII.9. Așezarea simetrică a înfășurărilor transformatorului, pentru cuplajul între un etaj simplu și unul în contratimp lucrând cu curenți de grilă.

3. *Transformatorii de ieșire*

In majoritatea amplificatorilor de joasă frecvență, etajul final este cuplat cu sarcina, prin transformatorul de ieșire. Motivele sunt următoarele;

a) transformatorul de ieșire permite să se creeze pentru etajul final impedanța de sarcină, pentru care etajul poate să debiteze puterea maximă, pentru o valoare dată a distorsiunilor nelineare.

b) In cazul debitării pe o linie, filtru sau altă sarcină care trebue să fie adaptată la impedanța de ieșire a amplificatorului, transformatorul permite să se obțină impendanța de ieșire egală cu impedanța optimă, adică să se realizeze adaptarea impedanțelor.

c) Transformatorul de ieșire permite să se realizeze trecerea

dela etajul final asimetric, la o sarcină simetrică. In majoritatea cazurilor, impedanța sarcinii amplificatorului nu depășește câteva sute de ohmi, iar uneori nu are decât câțiva ohmi (difuzoarele electrodinamice cu rezistență mică). Deoarece transformatorul de ieșire debitează pe o sarcină a cărei impedanță este mai mică de câteva ori decât reactanța capacității proprii a transformatorului chiar la frecvențele de lucru superioare, influența capacității proprii se manifestă mult mai slab asupra funcționării lui, decât asupra funcționării transformatorului de intrare sau de cuplaj între etaje.

Condiția principală ce se impune construcției transformatorului de ieșire este rigiditatea lui dielectrică. Ca și la transformatorul de cuplaj între etaje, la transformatorul de ieșire, există o diferență de potențial constantă între înfășurarea primară și cea secundară, egală cu tensiunea sursei anodice U_0. In cazul când etajul final debitează pe o sarcină normală, valoarea maximă a tensiunii anodice și prin urmare și a celei a înfășurării primare a transformatorului, depășesc U_0, cu valoarea amplitudinii componentei alternative, care atinge $0{,}7 \div 0{,}85\ U_0$.

In cazul când impedanța sarcinii crește, sau când se întrerupe circuitul ei, amplitudinea tensiunii din înfășurarea primară poate depăși tensiunea U_0 de mai multe ori. Rigiditatea dielectrică a izolației dintre înfășurarea primară și cea secundară și miez, trebue să fie suficientă pentru a suporta aceste supratensiuni.

In etajele finale de mare putere, tensiunea anodică poate atinge $5 \div 7$ kV și mai mult. Supratensiunile care apar în cursul funcționării etajului reclamă construirea unor transformatori de ieșire, capabili să suporte tensiuni foarte ridicate între înfășurări (vezi tabela XV.1).

Pentru a mări rigiditatea dielectrică, înfășurarea primară a transformatorilor de ieșire de putere se așează pe o carcasă, separată, (fig. XIII.10)., lăsându-se între înfășurarea secundară și carcasa înfășurării primare un spațiu liber, care se umple cu ulei (când se preconizează o construcție de transformator în ulei).

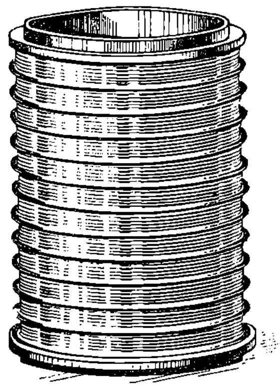


Fig. XIII.10. Carcasa înfășurării primare a unui transformator de ieșire din etajul final, cu o tensiune anodică mare.

Când tensiunile anodice sunt mari ($5 \div 10$ kV), folosirea uleiului pentru izolarea transformatorilor de ieșire și de modu-

lație permite să se reducă mult interstițiul dintre înfășurări, și prin urmare să se micșoreze inductanța de scăpări. Aceasta este foarte util la amplificatorii de mare putere, care lucrează totdeauna în clasă *B*, din două cauze: în primul rând, micșorarea inductanței de scăpări reduce tensiunile fenomenelor tranzitorii, legate de funcționarea succesivă a jumătății înfășurării primare a transformatorilor; în al doilea rând, micșorarea inductanței de scăpări ușurează folosirea unei reacții negative puternice, care are o largă utilizare în amplificatorii de putere moderni, pentru îmbunătățirea caracteristicelor electrice.

In cazul străpungerii izolației dintre înfășurările transformatorului de ieșire, plusul sursei anodice se aplică pe înfășurarea secundară. Deaceea, în transformatorii de ieșire din amplificatorii de retransmisie (radioficare), care debitează direct în linia de abonați, la tensiuni anodice de peste 300 V este necesar ca între înfășurarea primară și cea secundară să se așeze un ecran din foiță metalică pus la pământ. Dacă ecranul lipsește, tensiunea înaltă poate să ajungă în linie și să provoace accidentarea abonatului.

Necesitatea așezării unei izolații groase între înfășurările unui transformator de ieșire de putere care lucrează cu tensiune anodică mare, mărește mult inductanța de scăpări. Mărirea inductanței de scăpări provoacă mărirea distorsiunilor de frecvență, la frecvențele de lucru superioare.

Pentru a combate mărirea distorsiunilor de frecvență se iau o serie de măsuri. Una dintre ele este izolarea prin ulei a transformatorului, care permite să se reducă interstițiul dintre înfășurări, de 1,5 $\div$ 2 ori, în comparație cu construcția uscată. Un alt mijloc este mărirea secțiunii miezului transformatorului; prin aceasta se micșorează numărul spirelor înfășurărilor și grosimea lor. Dar mărirea secțiunii miezului implică mărirea greutății și a costului transformatorului, fiind deci nerentabilă.

O metodă mai ieftină constă în separarea înfășurărilor în secții dispuse alternativ. Această metodă permite să se micșoreze inductanța de scăpări a transformatorului de mai multe ori; deaceea în practică se utilizează mai frecvent. In cazul unei tensiuni anodice mai ridicate, alternarea înfășurărilor scade mult coeficientul de umplere a ferestrei miezului, din cauza grosimii mari a izolației dintre înfășurări, ceeace mărește dimensiunile și costul transformatorului.

Distorsiunile de frecvență, produse de transformatorul de

ieşire în banda frecvenţelor superioare, distorsiuni care au valori reduse (până la câţiva decibeli), se pot corecta prin transformatorul de intrare sau de cuplaj între etaje. Pentru aceasta, transformatorul de intrare se face cu caracteristica crescătoare la frecvenţele superioare, în aceeaşi măsură în care este descrescătoare caracteristica de frecvenţă, a transformatorului de ieşire şi a celorlalte etaje de amplificare. Astfel, caracteristica de frecvenţă generală a amplificatorului va fi aproape rectilinie până la frecvenţa de lucru superioară (fig. XIII.11). Prin această metodă nu se pot corecta însă orice distorsiuni de frecvenţă. In primul rând, ecuaţia caracteristicei de frecvenţă a transformatorului cu sarcină capacitivă nu este exact inversă cu ecuaţia caracteristicei transformatorului cu sarcină rezistivă, iar caracteristica rezultantă este puţin ondulată. In al doilea rând, în condiţiile de producţie, caracteristicele transformatorului de intrare şi ale transformatorului de ieşire au abateri, ceeace influenţează caracteristica generală. Deaceea, în practică, acest mod de corectare permite să se micşoreze distorsiunile de frecvenţă, doar de 4...5 ori, dacă procesul tehnologic şi controlul sunt bine puse la punct.

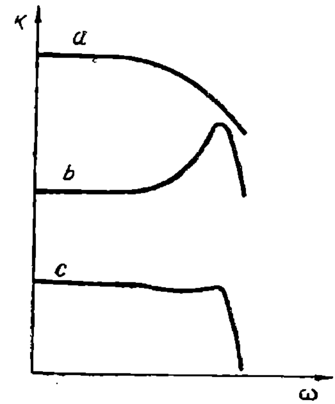


Fig. XIII.11. Corectarea distorsiunilor de frecvenţă ale transformatorului de ieşire în banda frecvenţelor superioare, cu ajutorul transformatorului de intrare: *a*) caracteristica de frecvenţă a transformatorului de ieşire; *b*) caracteristica de frecvenţă a transformatorului de intrare; *c*) caracteristica de frecvenţă generală.

In cazul tensiunilor anodice ridicate, folosite în amplificatorii finali de putere, componenta alternativă a tensiunii anodice atinge câteva mii de volţi. Deaceea pentru a reduce tensiunea dintre straturi, înfăşurarea primară se împarte în câteva secţii legate în serie.

Forma semnalului care se aplică pe grilele de comandă ale etajului final este foarte variată. Deaceea, pe grile se aplică semnale cu o pantă a frontului undei foarte mare. Ele pot veni dela sursa de semnal, dar se pot produce şi în etajul final, sau de preamplificare, dacă grilei i se aplică tensiuni prea ridicate. Foarte uşor apar impulsurile cu pantă mare în amplificatorii de putere care lucrează în clasă B, cu curenţi de grilă.

Când se aplică un impuls cu pantă mare în înfăşurarea primară a transformatorului, aproape întreaga tensiune a impul-

sului cade pe primele spire ale înfăşurării; rezultă atunci între primele spire o mare diferenţă de potenţial, care depăşeşte de sute de ori valoarea normală a forţei electromotoare induse în spire. Pentru a preveni străpungerea izolaţiei dintre spire şi a izolaţiei dintre primul şi al doilea strat al înfăşurării, stratul superior al înfăşurării primare, care se leagă la anodul etajului final, se execută cu izolaţia întărită între spire şi între straturi. Pentru întărirea izolaţiei dintre spire se bobinează deobicei „rărit", adică punând pe secţia bobinată un strat izolant, cu rigiditate dielectrică mare şi bobinând stratul superior peste acest strat, distanţa dintre spire fiind egală cu diametrul conductorului. Pentru simplificarea bobinării, sârma poate fi bobinată împreună cu un fir de grosime corespunzătoare.

Jumătăţile înfăşurării primare a transformatorului de ieşire dintr'un amplificator în clasă *B*, nu lucrează simultan ci succesiv. Deaceea, aşezarea înfăşurărilor pe miezul transformatorului trebue să fie astfel, încât inductanţa de scăpări, pentru fiecare jumătate din înfăşurarea primară şi întreaga înfăşurare secundară, să fie scăzut. La calculul caracteristicei de frecvenţă a acestui transformator, aceasta este inductanţa de scăpări care trebue introdusă în formula de calcul. O inductanţă de scăpări scăzută între jumătăţile înfăşurării primare şi înfăşurarea secundară poate fi asigurată prin mai multe metode.

Când transformatorul de ieşire este construit în manta, metoda cea mai simplă şi ieftină constă în separarea înfăşurării primare în două părţi, între care se bobinează înfăşurarea secundară (fig. XIII.12). Intr'o astfel de aşezare, jumătăţile înfăşurării primare sunt simetrice. Dacă înfăşurarea primară trebue să fie simetrică, o inductanţă de scăpări scăzută poate fi obţinută prin legarea în derivaţie a secţiilor înfăşurării secundare, (fig. XIII.13). In acest caz este necesar ca secţiile înfăşurării secundare legate în derivaţie, să aibă un număr identic de spire. In caz contrar, prin jumătăţi va curge un curent de egalizare, care va consuma inutil energia debitată de amplificator. In cazul transformatorului în manta simetric se pot aşeza înfăşurările ca în fig. XIII.14, iar dacă secţiile înfăşurării se leagă în paralel, obţinem o inductanţă de scăpări scăzută, între jumătatea înfăşurării primare şi întreaga înfăşurare secundară.

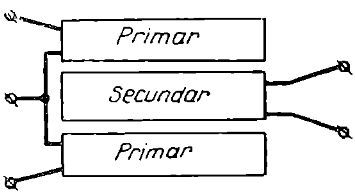


Fig. XIII.12. Metoda cea mai simplă de aşezare a înfăşurărilor unui transformator de ieşire în manta, pentru clasă B.

In cazul construcţiei în sâmbure, metoda cea mai simplă de obţinere a inductanţei de scăpări scăzute, pentru clasa B constă în legarea în paralel a jumătăţilor înfăşurării secundare, care se aşează pe cele două braţe ale miezului transformatorului (fig. XIII.15). Dacă este necesar să se obţină o inductanţă de scăpări mai mică decât se poate realiza prin această metodă, trebue să se folosească alternarea înfăşurării primare cu cea secundară.

Transformatorii de ieşire din amplificatorii de linie şi amplificatorii care debitează pe o sarcină simetrică trebue să aibă înfăşurarea secundară simetrică şi ecranată. Construcţia şi metodele de bobinare a transformatorului de ieşire simetric nu diferă de construcţia şi metodele de bobinare a transformatorului de intrare. Diferenţa constă în aceea că, la transformatorul de intrare se ecranează şi se face simetrică înfăşurarea primară, iar la transformatorul de ieşire, înfăşurarea secundară.

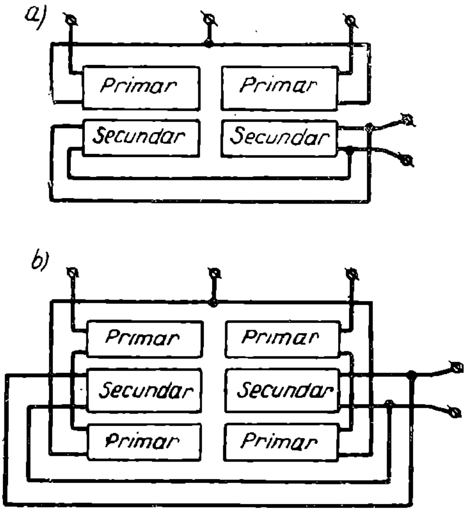


Fig. XIII.13. Două variante de aşezare a înfăşurărilor transformatorilor de ieşire simetrici, în manta, care lucrează în clasă B cu secţiile înfăşurării secnndare legate în paralel: *a*) varianta cea mai simplă *b*) varianta cu inductanţa de scăpări micşorată.

Folosirea permalloyului permite să se micşoreze dimensiunile transformatorului de ieşire numai în cazul unei puteri de ieşire scăzute (mai mică decât cea critică). In cazul puterilor medii şi mari este avantajoasă folosirea oţelului cu permeabilitate mare la inducţii mari (tip XBП), ceeace micşorează dimensiunile transformatorului, deoarece permite să se mărească inducţia maximă în miez, cu 10 ÷ 15%.

Pentru transformatorii de ieşire de putere mică şi medie se foloseşte deobicei construcţia în manta a miezului care e simplă şi ieftină. In transformatorii cu puteri începând dela câteva sute de waţi se utilizează deobicei miezul în sâmbure, cu două bobine.

Transformatorii de ieşire, de mică putere, se aşează uneori într'un blindaj de tablă de fier, nu pentru a-i proteja încontra câmpurilor exterioare, care deobicei nu sunt periculoase pentru ei, din cauză că inducţia de lucru este mare, ci pentru a-i pro-

teja împotriva deteriorărilor mecanice și pentru micșorarea câmpului de scăpări.

Câmpul de scăpări al transformatorului de ieșire acționează asupra transformatorului de intrare sau de cuplaj între etaje, și creează astfel reacția magnetică în amplificator. In cazul unei valori suficiente această reacție provoacă distorsiuni de fază și de frecvență și chiar autoexcitarea amplificatorului.

Pentru micșorarea reacției magnetice, dintre transformatorul de intrare și cel de ieșire, transformatorul de ieșire trebue așezat astfel, încât liniile magnetice ale fluxului său de scăpări să fie perpendiculare pe axa înfășurării transformatorului de intrare.

Amplificatorii finali de putere se montează de obicei împreună cu instalația de alimentare, separat de preamplificatori. Prin această distanță dintre transformatorul de ieșire al etajului final și transformatorii preamplificatorului este mare iar cupla-

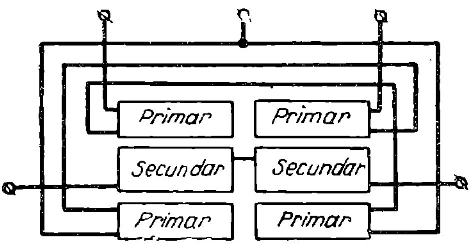


Fig. XIII.14. Schema de așezare a înfășurărilor transformatorului de ieșire simetric, tip manta pentru clasă B, cu secții e înfășurării secundare legate în serie.

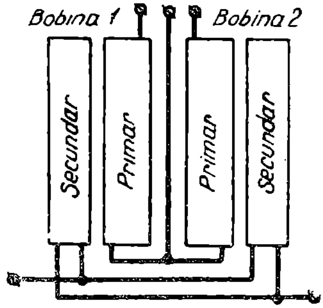


Fig. XIII.15. Metoda cea mai simplă de așezare a înfășurărilor transformatorului de ieșire, tip sâmbure, pentru clasă B, cu jumătățile înfășurării secundare legate în paralel.

jele magnetice, neînsemnate. Deaceea transformatorii de ieșire puternici se așează astfel, încât să ușureze construcția, iar în cazul construcției uscate nu se ecranează. In cazul construcției în ulei, baia de fier a transformatorului servește drept ecran.

Problema răcirii nu este acută, chiar în transformatorii de cele mai mari puteri, din următoarele motive:

1. Puterea transformatorilor de joasă frecvență depășește rareori mai multe sute de kilowați, ceeace în tehnica curenților tari reprezintă o valoare mică.

2. Din punct de vedere practic, în transformatorul de joasă frecvență lipsesc pierderile în miez. Prin urmare, încălzirea transformatorului are loc numai din cauza pierderilor în înfășurări.

3. Din cauza costului ridicat al energiei de frecvență acus-

tică, randamentul transformatorului de joasă frecvenţă se ia mai mare decât la transformatorul de forţă, de aceeaşi putere.

4. Pentru îmbunătăţirea izolaţiei şi pentru micşorarea dimensiunilor, transformatorii pentru amplificatorii de putere se fac cu izolaţie în ulei, ceeace îmbunătăţeşte mult răcirea înfăşurărilor.

§ XIII.3. Protecţia transformatorilor contra influenţelor exterioare.

In exploatare transformatorul este supus la diferite acţiuni exterioare: trepidaţii mecanice, şocuri, variaţia temperaturii, variaţia umidităţii, schimbarea presiunii atmosferice. Transformatorul trebue să fie suficient de bine protejat pentru ca să nu iasă din funcţiune sub acţiunea acestor factori.

Cea mai dăunătoare acţiune pentru transformatori (abstracţie făcând de deteriorările mecanice), este acţiunea umidităţii. Pătrunderea umidităţii în înfăşurarea transformatorului reduce brusc rezistenţa izolaţiei transformatorului şi rigiditatea ei dielectrică. Rezultatul este deobicei străpungerea izolaţiei dintre înfăşurări şi ieşirea transformatorului din funcţiune. In afară de aceasta, acţiunea de durată a umidităţii, asupra înfăşurărilor transformatorului, în prezenţa bioxidului de carbon din aer şi a substanţelor organice, provoacă coroziunea conductorului. In cazul unui conductor cu diametru mic, aceasta provoacă distrugerea lui (apariţia rupturilor în înfăşurări).

Pentru a proteja transformatorul contra acţiunilor exterioare se recomandă următoarele metode:

1. Impregnarea cu lac
2. Fierberea în parafină, cerezină sau altă compoziţie specială (compund).
3. Turnarea compoziţiei speciale peste transformatorul gata executat.
4. Aşezarea transformatorului într'o cutie închisă.
5. Inchiderea ermetică a transformatorului.

Impregnarea cu lac este cel mai sigur mijloc de protecţie a transformatorului împotriva umidităţii. Ea este aplicabilă numai la transformatorii aparatajului staţionar, care lucrează în studiouri, săli de aparataj, etc. Pentru transformatorii care lucrează în condiţii grele, această protecţie este insuficientă.

Este de dorit să se impregneze transformatorul asamblat şi nu o singură bobină. Inainte de impregnare, transformatorii se încălzesc în cuptorul de uscat, la temperatura de 100 ÷ 120°C în decurs de câteva ore. După aceea, transformatorii uscaţi se aşează în baia de impregnare, sub vid, având o presiune remanentă de cel mult 100 mm coloană de mercur. Astfel se elimină

din transformatori resturile de umiditate. După aceea, se introduce în baie lacul de impregnare şi baia se deschide; transformatorii impregnaţi se usucă la temperatura de 100÷110°C, timp de 20÷40 ore, în funcţie de dimensiunile transformatorului. Pentru impregnare se folosesc lacuri electroizolante, de exemplu lac negru Nr. 458. Transformatorii impregnaţi cu lac rezistă la temperaturi de lucru ridicate, deoarece lacul nu se topeşte.

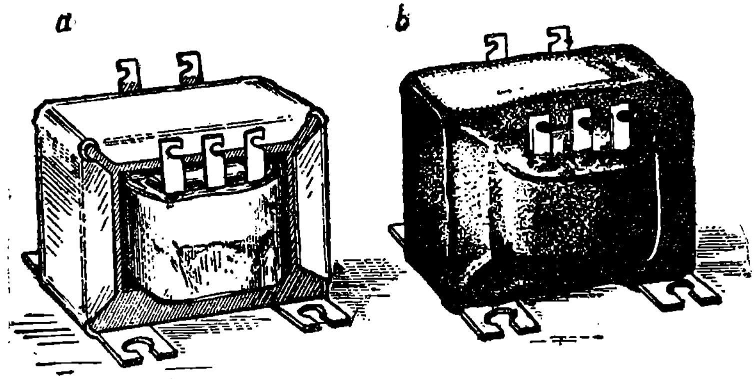


Fig. XIII.16. Transformatorul înainte şi după turnarea stratului de protecţie: *a*) înainte de turnare; *b*) după turnare.

Fierberea înfăşurării în parafină, cerezină sau compoziţie specială protejează mai bine înfăşurarea transformatorului contra umidităţii, decât impregnarea cu lac, dar nu este tot atât de termostabilă, deaceea se foloseşte pentru transformatorii care lucrează la o temperatură scăzută. Pentru îndepărtarea complectă a umidităţii din transformator şi pentru mărirea rigidităţii dielectrice, fierberea trebue să se execute la o presiune scăzută de numai 100÷150 mm coloană de mercur. Fierberea în parafină se execută la temperatura de 90÷100°C, în cerezină la 100÷110°C; fierberea continuă până la încetarea formării spumei. Compoziţia folosită pentru fierbere nu trebue să conţină acizi liberi, deoarece în caz contrar, ea va distruge sârma înfăşurării. Transformatorii fierţi trebue să se scoată din baia de fierbere, când ea se află în curs de răcire, în momentul în care temperatura compoziţiei este doar cu puţin mai ridicată decât punctul ei de topire.

Acoperirea cu compoziţie a transformatorilor care lucrează în condiţii de exploatare grele, se foloseşte ca mijloc de protecţie suplimentar, în contra acţiunii umidităţii şi deranjamentelor mecanice. Inainte de acoperire, transformatorul, sau cel puţin înfăşurările lui, trebue să fie impregnat cu lac sau fiert. Acoperirea se execută prin cufundarea transformatorului rece pentru

un timp scurt, în compoziția de acoperire topită. După scoatere transformatorul este acoperit cu un strat uniform de compoziție, cu o grosime de ordinul milimetrilor (fig. XIII 16). Compoziția de acoperire trebue să fie greu fuzibilă, rezistentă mecanic şi nu trebue să se desprindă de transformatori, sau să crape la variații brusce de temperatură.

Aşezarea transformatorului într'o cutie închisă neermetică, fără turnare de compoziție, îl protejează împotriva deteriorărilor mecanice şi a câmpurilor exterioare, dar nu şi împotriva umidității. Pentru obținerea unei bune stabilități la umiditate, transformatorul impregnat sau fiert se aşează în cutie, şi peste el se toarnă masa de umplere topită. Pentru umplere se folosesc compoziții vâscoase, cu punctul de topire ridicat, sau bitumuri.

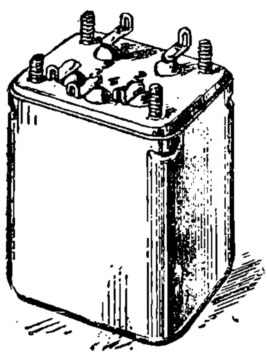


Fig. XIII.17. Transformatorul ermetic închis, cu bornele scoase prin bile de sticlă.

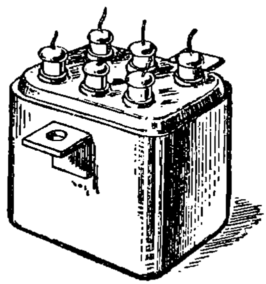


Fig. XIII.18. Transformatorul ermetic închis, cu bornele scoase prin izolatori de trecere din porțelan.

Ermetizarea se aplică transformatorilor care lucrează în condiții de exploatare deosebit de grele. Dintre aceste condiții fac parte variațiile brusce ale temperaturii şi presiunii şi posibilitatea accesului direct al umidității în transformator. Transformatorul ermetizat se impregnează în prealabil cu lac şi se usucă, sau se fierbe în compoziție izolantă. După aceea se aşează într'o cutie metalică cu capac, la care sunt sudate borne ermetice: bile de sticlă (fig. XIII.17) sau izolatori de trecere de porțelan (fig. XIII.18). Fixând transformatorul de capac, acesta se sudează de cutie; întreaga construcție trebue să fie ermetică. In unele cazuri, în locul fixării de capac, după aşezarea transformatorului cutia se umple cu masă de umplere.

§ XIII.4. Ordinea calculului de construcţie al transformatorului

Datele obţinute în urma calculului electric al transformatorului permit să se treacă la calcularea miezului şi înfăşurărilor, ceeace constitue calculul de construcţie al transformatorului.

Pentru calculul de construcţie al transformatorului este necesar să se cunoască:

1. Inductanţa înfăşurării primare.
2. Componenta continuă a curentului înfăşurării primare.
3. Rezistenţa înfăşurării primare.
4. Amplitudinea componentei alternative a tensiunii aplicate înfăşurării primare.
5. Frecvenţa de lucru inferioară.
6. Raportul de transformare.
7. Rezistenţa înfăşurării secundare.
8. Inductanţa de scăpări a transformatorului.
9. Clasa de funcţionare şi schema etajului anterior şi a celui posterior transformatorului.
10. Tensiunea dintre înfăşurări.
11. Gradul necesar de protejare a transformatorului, împotriva câmpurilor exterioare.

Afară de datele indicate, construcţia transformatorului este influenţată de condiţii suplimentare, ca de exemplu realizarea unui cost sau unei greutăţi minime.

Calculul de construcţie al transformatorului include următoarele puncte principale:

1. Calculul de construcţie al miezului.
2. Calculul de construcţie al înfăşurărilor.
3. Calculul ecranului magnetic (dacă acesta este necesar).

Calculul de construcţie al miezului constă în alegerea materialului pentru miez şi în alegerea tipului şi dimensiunilor miezului. In majoritatea cazurilor, calculul dimensiunilor se reduce la alegerea miezului standardizat convenabil din punctul de vedere al dimensiunilor.

Calculul de construcţie al înfăşurărilor se împarte în: a) alegerea construcţiei bobinei şi amplasării înfăşurărilor; b) calculul numărului spirelor înfăşurărilor; c) determinarea diametrului conductorului înfăşurărilor şi alegerea tipului izolaţiei conductorului; d) verificarea amplasării înfăşurărilor şi calculul secţionării, pentru a realiza rigiditatea dielectrică necesară; e) calculul inductanţei de scăpări a transformatorului şi coordonarea ei cu mărimea obţinută din calculul electric; f) verificarea răcirii înfăşurărilor (în transformatorii de mare putere).

Să trecem acum la studiul calculului constructiv, în ordinea descrisă mai sus.

CAPITOLUL XIV

CONSTRUCȚIA ȘI CALCULUL MIEZULUI TRANSFORMATORULUI

XIV.1. Tipurile de miezuri folosite în transformatorii de joasă frecvență

In transformatorii de joasă frecvență, ca și în transformatorii de forță, se folosesc două tipuri de miezuri: în manta și în sâmbure.

Miezul în manta, care se numește uneori în *E*, este reprezentat în fig. XIV.1. Infășurarea se așează pe brațul din mijloc. In transformatorii de dimensiuni mici și medii, acest miez este utilizat aproape esclusiv; aproape toți transformatorii de intrare, de cuplaj între etaje, și de ieșire, de mică putere, se confecționează cu miezul în manta. Miezul în manta a obținut o răspândire atât de largă datorită multiplelor avantaje constructive, dintre care enumerăm pe cele principale: este necesară o singură bobină, în loc de două (folosite în cazul miezului în sâmbure:) un coeficient de umplere al ferestrei miezului cu sârma înfășurării, mai ridicat; protecția parțială a înfășurării, prin jugul miezului, în contra deteriorărilor mecanice. In cel mai simplu caz, lățimea brațului din mijloc al miezului în manta y_1, este de două ori mai mare decât lățimea brațeler laterale și a jugului y_3, iar miezul are o secțiune totală a materialului magnetic uniformă în lungul întregei linii a circuitului magnetic. Totuși, după cum se va indica mai jos, micșorarea lățimii brațului mijlociu permite să se obțină o economie de material, păstrând proprietățile electrice ale transformatorului.

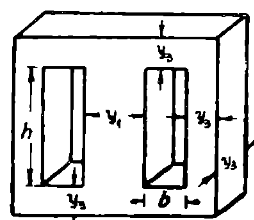


Fig. XIV.1. Miezul tip manta.

La transformatorii mici și medii secțiunea brațului mijlo-

ciu al miezului în manta se face, aproape totdeauna dreptunghiulară sau pătrată, pentru simplificarea construcției.

Miezul în sâmbure, numit și în O sau U, este reprezentat în fig. XIV.2. Acest tip se folosește mai ales în transformatorii de ieșire de putere. Pe miezul în sâmbure, înfășurarea se așează pe ambele brațe, fiecare purtând o jumătate din înfășurare. Calitățile principale ale miezului în sâmbure sunt următoarele: o mare suprafață de răcire a înfășurării, ceeace este important în cazul unei puteri mari; inducianța de scăpări, scăzută, din cauza reducerii la jumătate a spirelor în fiecare bobină și a grosimii mai mici a înfășurării; consum mai mic de conductori în înfășurări, deoarece micșorarea grosimii înfășurării provoacă micșorarea lungimii spirei medii a înfășurării. O calitate a miezului în sâmbure este deasemenea sensibilitatea mult mai scăzută față de câmpurile magnetice exterioare. Aceasta deoarece forțele electromotoare, parazite, induse în ambele bobine ale transformatorului, au semne contrare și deci se anihilează reciproc.

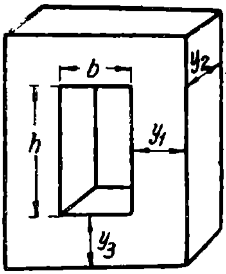


Fig. XIV.2. Miezul tip sâmbure.

La transformatorul în sâmbure, câmpul magnetic exterior este mult mai slab decât la transformatorul în manta, deoarece forțele magnetomotoare ale ambelor bobine au sensuri contrare. Deaceea, transformatorii în sâmbure se pot așeza mai aproape unii de alții decât transformatorii în manta fără pericol de cuplaj magnetic între ei.

La transformatorii de ieșire și de modulație de mare putere, se folosesc miezurile în sâmbure, cu secțiunea brațului în trepte, (fig. XIV.3), pentru simplificarea construcției carcasei și a bobinării înfășurărilor, pentru micșorarea consumului de conductori pentru înfășurări, precum și pentru micșorarea inductanței de scăpări și mărirea rigidității dielectrice a transformatorului. Cu cât miezul are mai multe trepte, cu atât este mai ridicat coeficientul de umplere a bobinei cu material magnetic și cu atât este mai mare economia de conductori. In cazul înlocuirii secțiunii pătrate, printr'o secțiune rotundă de aceeași suprafață (număr infinit de trepte), micșorarea perimetrului este de circa 11%. Când se trece dela o secțiune dreptunghiulară la secțiunea rotundă, reducerea perimetrului este și mai mare și atinge 15—16%, la un raport al laturilor miezului dreptunghiular de

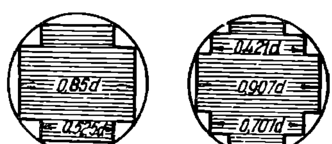


Fig. XIV.3. Secțiunea miezului în trepte.

2/1. Totuşi în practică, reducerea consumului de conductori în bobinaj este mult mai mică şi constitue $5 \div 10\%$, când se trece dela o secţiune dreptunghiulară la secţiunea în trepte. Aceasta din cauză că miezul în trepte nu utilizează întreaga suprafaţă a cercului circumscris. In afară de aceasta procentul de micşorare a spirei medii este mult mai mic decât al celei interioare din cauza lungimii ei mari şi a apropierii formei spirei medii a transformatorului cu miezul dreptunghiular, de cea a cercului, pe măsura creşterii grosimii înfăşurării. Aşa dar miezul care are numai două trepte nu produce micşorarea consumului de conductor pentru înfăşurare. In ce priveşte consumul de material magnetic trebue specificat că trecerea dela secţiunea dreptunghiulară a miezului, la secţiunea rotundă, provoacă mărirea lungimii miezului, la aceeaşi formă şi dimensiune a ferestrei. Calculul dovedeşte că împreună cu micşorarea indicată a consumului de conductori, trecerea dela tipul dreptunghiular la tipul în trei trepte, provoacă mărirea consumului de oţel de transformator cu $8 \div 12\%$. Rezultă că trecerea la secţiunea în trepte, realizează, în cazul optim, doar redistribuirea cantităţii materialelor consumate pentru transformator, dar nu şi economii de materiale, cum s'ar părea la prima vedere.

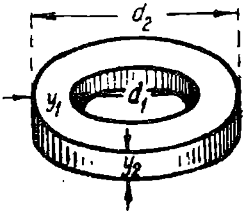


Fig. XIV.4. Miez toroidal.

Ca şi la miezul în manta mărirea secţiunii jugului, în comparaţie cu secţiunea braţelor (consolidarea jugului), face să scadă materialul consumat pentru transformator.

Miezul în sâmbure cu o bobină, care se folosea altădată pentru transformatorii mici, de joasă frecvenţă, în prezent nu mai este aproape deloc folosit, deoarece utilizarea unei singure bobine anihilează toate avantajele miezului în sâmbure.

Miezurile toroidale (fig. XIV.4) se folosesc foarte rar în transformatorii de joasă frecvenţă din cauza complexităţii execuţiei, şi costului ridicat al confecţionării transformatorului respectiv. Avantajul principal al transformatorului toroidal este lipsa aproape complectă a fluxului de scăpări exterior şi insensibilitatea faţă de câmpurile magnetice exterioare, independent de sensul lor. Acest avantaj este condiţionat de distribuirea uniformă a înfăşurărilor pe circumferinţa torului.

Miezurile toroidale se utilizează larg, ca epruvete pentru ridicarea caracteristicei materialelor magnetice, izotrope. Ele nu trebue folosite pentru materialele care au proprietăţi îmbunătăţite în anumite direcţii.

§ XIV.2 Construcția și asamblarea miezului

Metoda cea mai răspândită de confecționare a miezului din material magnetic în tole este asamblarea lui din tole decupate sau ștanțate, de o anumită formă și dimensiune.

Unele materiale magnetice au proprietăți magnetice mai bune în lungul direcției de laminare, de pildă oțelul de calitatea ХВП, laminat la rece, cu structura orientală, la care această proprietate este foarte pronunțată.

Oțelurile obișnuite de transformator, de calitatea Э4 și oțelurile cu permeabilitatea mărită, au deasemenea permeabilitatea inițială ceva mai mare (deobicei cu 5 ÷ 10%) în lungul direcției laminării. Deaceea, ștanțarea sau decuparea tolelor pentru miezul transformatorului trebue să se execute astfel, încât direcția liniilor de forță magnetică din miez să coincidă cu direcția laminării materialului, pe o porțiune cât mai mare din lungimea câmpului magnetic, sau, cum se spune, trebue să se ștanțeze miezul în lungul laminării.

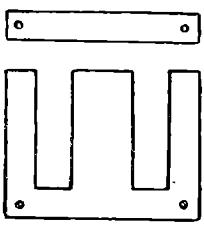


Fig. XIV.5. Metoda asamblării miezului în manta, din tole E și din jug.

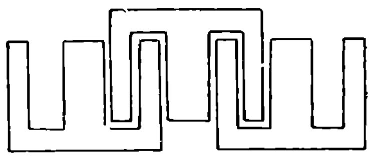


Fig. XIV.6. Metoda ștanțării tolelor miezului în manta.

Acest mod de ștanțare este necesar în cazul folosirii oțelului ХВП, și este recomandabil în cazul oțelului obișnuit de transformator și al oțelului cu permeabilitate mare, deoarece permite să se reducă consumul de materiale.

Pentru a asambla miezul în bobina transformatorului, fiecare tolă a miezului trebue segmentată. Există mai multe metode de segmentare pentru diferitele tipuri de miezuri.

Una dintre metodele uzitate de segmentare a tolei miezului în manta este separarea ei în două părți ștanțate în mod deosebit, dintre care una are forma literei E, iar cealaltă este o lamelă dreaptă, care închide miezul (fig. XIV.5). De aici și denumirea de miez în E. Cu toate că această metodă de ștanțare necesită utilizarea a două ștanțe diferite, ea se folosește larg în practică, datorită mai multor avantaje, și anume: deșeuri în cantitate scăzută, deoarece tolele se ștanțează ca intrând unele

în altele (fig. XIV.6); simplicitatea asamblării; uşurinţa realizării şi reglării întrefierului.

O altă metodă de ştanţare a tolelor în E şi a lamelelor de jug, este aceea denumită „fără deşeuri". In această metodă, se ştanţează din benzi tăiate în prealabil conturul închis al miezului în manta (fig. XIV.7), care după aceea se segmentează în două printr'o a doua operaţie. Dimensiunile geometrice ale miezului se aleg astfel, încât tolele decupate în locul ferestrelor să servească drept juguri pentru cele două tole în E. Prin această metodă de ştanţare, cantitatea de deşeuri se obţine mai mică decât în primul caz. Această metodă de ştanţare este adoptată de numeroase întreprinderi, iar miezurile de tip „fără deşeuri" se utilizează larg în industrie. La tolele de acest tip, folosite iniţial, lăţimea braţului din mijloc era de două ori mai mare decât lăţimea braţelor laterale. Această tolă avea o suprafaţă a ferestrei prea mică, ceeace îngreuna amplasarea înfăşurărilor şi obliga să se ia pentru transformator un miez cu dimensiuni mai mari. Prin urmare, economia realizată prin reducerea cantităţii de deşeuri era doar aparentă. In paragraful 4 al prezentului capitol se arată cum se poate obţine o tolă ştanţată fără deşeuri de un tip mult mai perfecţionat.

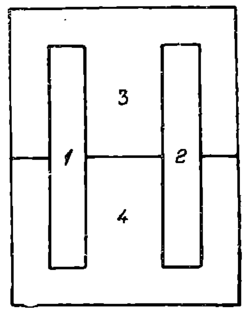


Fig. XIV.7. Ştanţarea „fără deşeuri" a miezului în manta: 1 şi 2 — jugurile; 3 şi 4 — tolele în E.

In afară de metoda indicată de segmentare a tolei miezului în manta în două părţi inegale există o metodă de segmentare în două părţi egale, ceeace permite să se folosească pentru confecţionarea miezului, numai o singură ştanţă simplă. Forma acestor jumătăţi poate fi destul de variată: fig. XIV.8 dă două exemple de rezolvare a acestei probleme. Trebue să se noteze că dacă ştanţarea se execută din tole din material magnetic acoperite pe o parte cu izolaţie, pentru asamblarea în părţi opuse, jumătate din tole trebue să se ştanţeze din foaie aşezată cu izolaţia în sus, iar jumătate din foaie aşezată cu izolaţia în jos. Deşi economiseşte o ştanţă, această metodă se foloseşte rareori, deoarece prin ea se complică asamblarea cu întrefier.

Metoda ştanţării tolei miezului în manta cu poansonarea pivotului mijlociu (fig. XIV.19) necesită deasemenea folosirea unei singure ştanţe (mai puternică). In comparaţie cu cele indicate mai sus această metodă are trei neajunsuri: asamblarea mai greoaie, o cantitate mare de deşeuri şi un coeficient redus

de umplere a ferestrei miezului. Aceasta deoarece bobina trebue să se facă cu 5÷10% mai scurtă decât lungimea ferestrei. Altfel, îndoind la asamblare braţul mijlociu, va fi imposibil să se introducă tola în bobină.

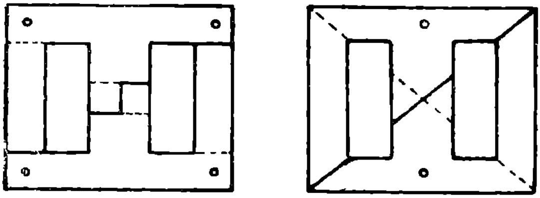


Fig. XIV.8. Metodele de segmentare a tolei pentru miezul în manta care admit folosirea unei singure ştanţe.

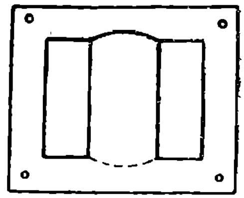


Fig. XIV.9. Ştanţarea tolei cu poansonarea braţului.

Uneori, la această metodă de ştanţare, în locul poansonării braţului din mijloc se decupează în el un întrefier (fig. XIV.10). Când se asamblează într'o parte, aceste tole permit să se obţină

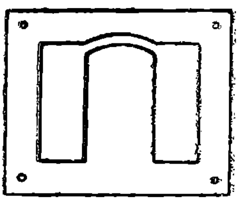


Fig. XIV.10. Ştanţarea tolei cu întrefier.

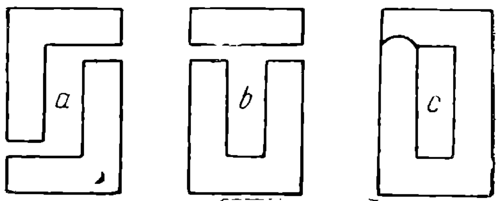


Fig. XIV.11. Diferite metode de ştanţare a tolei miezului în sâmbure, de dimensiuni mici.

un întrefier foarte stabil, din punct de vedere mecanic, ceeace este necesar în bobinele de şoc şi la transformatorii a căror inductanţă trebue să fie riguros constantă.

In cazul asamblării în părţi opuse, aceleaşi tole se pot folosi pentru bobinele de şoc şi transformatorii obişnuiţi, care lucrează fără magnetizare de curent continuu. Totuşi, după cum s'a indicat în paragraful X 4, ele se pot utiliza numai în cazul unor inducţii în miez scăzute.

Ştanţarea tolelor pentru miezul în sâmbure se poate executa deasemenea prin metode diferite. Pentru miezurile de dimensiuni mici, cele mai indicate sunt: ştanţarea tolelor egale în L (fig. XIV.11 a); ştanţarea tolelor în U şi a jugului (fig. XIV.11 b); ştanţarea tolelor în o, cu poansonare, sau decuparea întrefierului (fig. XIV.11 c);

Pentru miezurile în sâmbure cu dimensiuni mari, aceste metode de ştanţare sunt prea costisitoare din cauza deşeurilor mari dela marginile tolei şi din cauză că necesită prese de mare putere. Deaceea, miezurile transformatorilor mari, de tip în manta se asamblează din benzi drepte de lungimi diferite, care se ştanţează sau se taie cu foarfeca „ghilotină". Numărul tipurilor de benzi necesare pentru asamblarea miezului depinde de forma secţiunii miezului şi de faptul dacă miezul trebue să fie asamblat cu sau fără întrefier. Pentru miezul fără întrefier, cu secţiunea braţului dreptunghiulară, sunt necesare numai două tipuri de tole (fig. XIV.12); pentru acelaş miez cu întrefier sunt necesare patru tipuri (fig. XIV.13). Din trei tipuri se formează o bază în formă de U, pe care se îmbracă bobinele, iar ultimul tip constitue jugul, ce se asamblează fiind separat de bază printr'o garnitură izolantă de grosimea necesară. La un raport determinat al dimensiunilor miezului, în cazul asamblării cu întrefier, numărul tipurilor de tole poate fi redus până la trei şi chiar la două. De exemplu, tola *1* (fig. XIV.13) poate fi unită cu tola *2* iar tola *3* cu tola *4*.

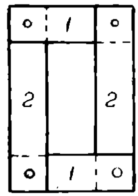


Fig. XIV.12. Asamblarea miezului în sâmbure din benzi prin suprapunere.

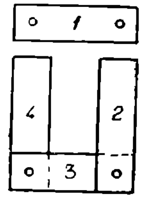


Fig. XIV.13. Asamblarea tolelolor în miezul în sâmbure cu întrefier.

Pentru miezul cu secţiunea braţului în trei trepte, fără întrefier sunt necesare şase tipuri de tole (fig. XIV.14), dintre care tolele jugului *1*, *3* şi *5* au lungimea şi lăţimea egală, diferind doar prin amplasarea orificiilor pentru strângerea pachetului; tolele *2*, *4*, *6*, au aceiaşi lungime. În cazul miezului în două trepte fără întrefier, sunt necesare pentru tipuri de tole, care au deasemenea dimensiuni comune.

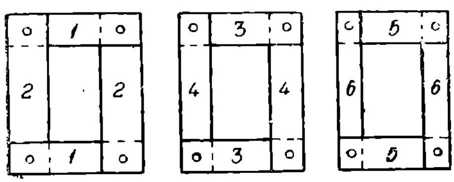


Fig. XIV.14. Tipurile de tole necesare pentru asamblarea miezului în trei trepte, prin suprapunere.

Miezurile cu secţiunea în trepte şi cu întrefier nu se folosesc aproape deloc în transformatorii de joasă frecvenţă, deoarece prin aceasta numărul tipurilor de tole se obţine prea mare. De obicei ele nu sunt necesare, deoarece etajele finale de putere, în care se folosesc transformatorii în sâmbure, se execută întot-

deauna în contratimp şi în aceste cazuri magnetizarea de curent continuu a miezului nu este mare.

Se poate calcula prin deducţii matematice simple raportul lăţimii tolelor, faţă de diametrul cercului, pentru miezul în două şi trei trepte, care dă umplerea maximă a cercului circumscris. Lăţimea optimă a tolelor şi datele miezului obţinut sunt indicate în tabela XIV.1.

Tabela XIV.1.

Nr. treptelor	Lăţimea primei tole	Lăţimea tolei a doua	Lăţimea tolei a treia	Lăţimea jugului	Coeficientul de umplere a suprafeţei cercului prin secţiunea miezului	Secţiunea miezului	Secţiunea netă a materialului magnetic q_c, în cazul izolării tolelor cu lac: La grosimea tolei de 0,5 mm	La grosimea tolei de 0,35 mm
2	0,525 d	0,85 d	—	0,726 d	0,785	0,617 d^2	0,567 d^2	0,53 d^2
3	0,421 d	0,707 d	0,907 d	0,735 d	0,849	0,667 d^2	0,613 d^2	0,573 d^2

Pentru reducerea numărului de tole de diferite lăţimi necesare la fabricarea unei serii de transformatori de diferite puteri, cu secţiunea miezului în trepte, este indicată metoda următoare: derogând dela relaţiile optime din punct de vedere matematic, se execută tolele fiecărui braţ, astfel încât lăţimile să formeze o progresie geometrică. Aceasta nu influenţează, din punct de vedere practic, consumul de materiale şi permite să se micşoreze cu mult numărul de tole de lăţimi diferite, necesare pentru asamblarea transformatorilor.

Prin aceasta, trecerea dela miezul de tip mai mic la miezul de tip mai mare necesită doar adăugarea unei tole noi. De exemplu, în cazul când există 6 lăţimi diferite de tole, se pot asambla miezuri cu patru secţiuni diferite: din 1, 2, 3; din 2, 3, 4; din 3, 4, 5; din 4, 5, 6. Dacă dimensiunile nu ar fi fost date în această relaţie, ar fi fost necesar un număr de tole de lăţimi diferite.

Afară de aceasta, se folosesc deobicei, pentru asamblarea jugului, tole a căror lăţime este egală cu lăţimea uneia din tolele braţului; se micşorează astfel numărul de tipuri de tole necesare pentru asamblarea miezului. După cum se vede din tabela XIV.1, tola mijlocie din braţ are o lăţime insuficientă, iar tola cea mai lată are o lăţime prea mare. In practică, pentru asamblarea jugului se folosesc ambele tole. Folosirea în acest scop a tolei mai late este însă mai raţională, deoarece prin aceasta secţiunea jugului se măreşte cu aproximativ 20% în comparaţie cu secţiunea braţului. Rezultă că se reduce proporţional şi inducţia din jug, ceeace permite să se mărească inducţia de calcul în braţele transformatorului, cu aproximativ 5 ÷ 10%, fără a se produce prin aceasta creşterea distorsiunilor nelineare şi a pierderilor în miez. Astfel se reduce consumul de conductori (cu o oarecare creştere a con-

sumului de oțel de transformator) și se ușurează construirea transformatorului, în ce privește obținerea unei inductanțe de scăpări minime.

Prin folosirea principiului expus, secțiunile miezurilor sunt date în funcție de patratul factorului d al progresiei. In tabela XIV.2. se dau dimensiunile tolelor și ale miezurilor de acest tip, având rația progresiei egală cu $\sqrt{2}$ pentru cazul miezurilor asamblate din tole din oțel de transformator, cu grosimea tolei de 0,5 și 0,35 mm, tolele fiind izolate cu lac.

Tabela XIV.2.

Lățimea tolei			Lățimea jugului	Grosimea ansamblului primei tole	Grosimea ansamblului tolei a 2-a	Grosimea ansamblului tolei a 3-a	Grosimea ansamblului jugului	Coeficientul de umplere a suprafeței cercului de către miez	Secțiunea netă a materialului magnetic	
Prima	A doua	A treia							Grosimea tolei 0,5 mm	Grosimea tolei 0,35 mm
$0{,}45d$	$0{,}636d$	$0{,}9\,d$	$0{,}9\,d$	$2\times0{,}061d$	$2\times0{,}0168d$	$0{,}436\,d$	$0{,}894\,d$	0,841	$0{,}609d^2$	$0{,}569d^2$

Măsurările multiple efectuate asupra diferitelor calități de materiale magnetice au dovedit că, la inducții de lucru care nu depășesc câteva sute sau chiar mii de gauși, pierderile în miez sunt practic egale în cazul izolării tolelor prin foiță de hârtie, cu strat de lac, sau în lipsa izolației. In cazul inducțiilor mici pierderile nu cresc vizibil la dispariția izolației, chiar la oțelul de transformator cu grosimea de 0,5 mm tratat cu acid. Deaceea, *la transformatorii de joasă frecvență de mică putere nu trebue să se izoleze tolele una de alta, deoarece aceasta micșorează coeficientul de umplere al miezului și scumpește producția.* Pelicula superficială de oxid este o izolație pe deplin satisfăcătoare. Doar la transformatorii mari, la inducții de ordinul a 10000 gauss sau mai mult, este posibilă străpungerea peliculei de oxid. In acest caz, tolele trebue să se acopere, pe o singură parte, cu un strat de lac rezistent.

Din cauza asperității tolelor de material magnetic și a curburii lor nu se umple întreaga suprafață a secțiunii miezului cu material magnetic. Raportul dintre secțiunea netă a materialului magnetic și produsul laturilor miezului se numește coeficientul de umplere al miezului.

$$k_m = \frac{q_c}{y_1 y_2} \qquad \text{(XIV.1)}$$

Coeficientul de umplere al miezului depinde de grosimea tolelor de material magnetic, de starea suprafeței lor și de felul

izolației tolelor. Valorile medii ale lui k_m, pentru material magnetic de diferite grosimi, sunt date în tabela XIV. 3.

Tabela XIV.3.

Grosimea tolelor în mm	k_m		
	Fără izolație	Izolarea cu un strat de lac de 0,01 mm	Izolarea prin lipirea foiței de țigară
0,5	0,93	0,92	0,88
0 35	0,88	0,86	0,83
0,2	0,80	0,76	—
0,1	0,70	0,65	—

După cum se vede din tabela de mai sus folosirea unui material magnetic mai gros mărește coeficientul de umplere al miezului. Aceasta provoacă reducerea consumului de conductori pentru înfășurare, din cauza reducerii perimetrului spirei medii a înfășurării, la aceeași secțiune netă a miezului.

Suprafața netedă a tolelor mărește deasemenea coeficientul de umplere al miezului, ceeace reduce consumul de materiale pentru transformator. Deaceea, la fabricarea tolelor din material magnetic (mai ales a laminatului subțire) trebue să se tindă la obținerea unei suprafețe cât mai netedă a tolelor.

Trebue să se evite folosirea izolației de hârtie, deoarece prin aceasta se micșorează mult coeficientul de umplere.

Asamblarea miezului din tole ștanțate se poate executa prin trei metode: prin suprapunere, cu întrefier și în rost. Dacă transformatorul va funcționa fără magnetizare continuă, iar întrefierul nu este necesar din alte considerente, pentru micșorarea reluctanței în locurile de îmbinare, la asamblare tolele se alternează astfel, ca la cele suprapuse, locurile de îmbinare să fie în părți opuse ale miezului (linia punctată din fig. XIV.8, 9, 12, 14). Când ștanțarea și asamblarea prin suprapunere sunt corect executate, reluctanța în locul îmbinării este atât de mică, încât în cazul oțelurilor de transformator, după cum se constată din măsurări, tola cu o întrerupere a căii liniei de forță (fig. XIV.9) nu prezintă nici o diferență față de tola cu două întreruperi (fig.XIV.5)

Uneori, condițiile de funcționare a transformatorului impun introducerea în miez a unui întrefier. In acest caz, miezul se asamblează din tole așezate identic. Pe baza asamblată se îmbracă bobina și între bază și jug se așează o garnitură din material izolant, de grosimea necesară. In cazurile când mărimea întrefierului este de câteva sutimi de milimetru, între părțile

asamblate ale miezului nu se aşează nimic. Din cauza asperităţii suprafeţelor ambelor părţi, chiar în cazul unei strângeri bune, se obţine o reluctanţă a îmbinării echivalente cu un întrefier de 0,01 ÷ 0,05 mm, în funcţie de calitatea ştanţării, a asamblării şi de gradul de compresiune. Această asamblare a miezului se numeşte asamblarea în rost.

După asamblarea miezului transformatorului în manta, el se strânge adeseori prin bare metalice, sau juguri speciale ştanţate, care servesc totdeodată şi la fixarea transformatorului (fig. XIV.15). Uneori, pentru strângere se folosesc carcase de formă specială, în care se presează transformatorul asamblat; carcasa se prevede cu urechi pentru fixare (fig. XIV.16).

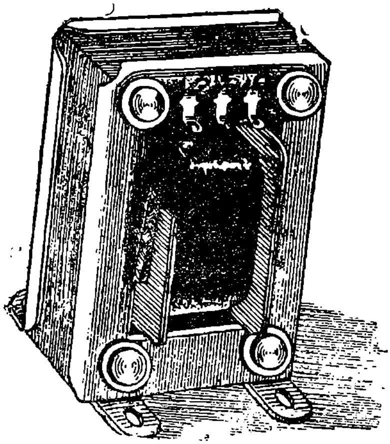


Fig. XIV.15. Transformatorul cu miezul strâns prin juguri.

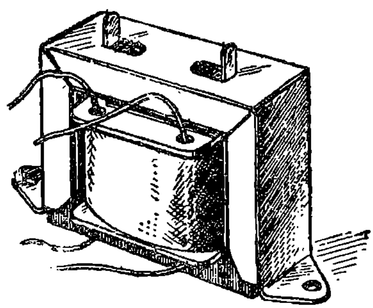


Fig. XIV.16. Transformatorul cu miezul presat în carcasă.

La transformatorii de putere, barele de strângere, buloanele şi carcasa se izolează de corpul miezului cu preşpan sau hârtie, pentru a preveni formarea spirei scurtcircuitate, în întregul miez, sau într'o parte din miez. Formarea acestei spire provoacă micşorarea puterii de ieşire a transformatorului şi apariţia distorsiunilor de frecvenţă.

Măsurările au dovedit că pentru majoritatea materialelor magnetice moi, folosite în transformatorii de joasă frecvenţă, compresarea miezului, provocând tensiuni interne în materialul magnetic, reduce mult permeabilitatea lui iniţială şi prin urmare şi inductanţa înfăşurării primare a transformatorului. In cazul unei compresări puternice reducerea inductanţei pentru oţelurile de transformator cu o permeabilitate iniţială ridicată atinge 15 ÷ 20%; pentru permalloy ea este şi mai mare.

Deaceea, miezurile transformatorilor mici, care lucrează la inducții scăzute, nu trebue presate puternic. Este mai bine ca ele să fie presate în carcasă, apoi impregnate cu compund, pentru a da miezului rezistența mecanică.

La inducții medii și mari permeabilitatea nu variază puternic prin strângere. Prin urmare transformatorii de ieșire trebue să fie strânși bine, deoarece la o slabă presare, ei produc un sgomot puternic.

Barele de strângere, și carcasele pentru transformatorii cu miezul asamblat prin suprapunere, sau în rost, se pot executa din orice material: oțel, alamă, pertinax, etc. In cazul transformatorilor, cu miezul în E cu întrefier, folosirea oțelului pentru acest scop nu poate fi totdeauna admisă, deoarece carcasa sau bara de strângere din material magnetic shuntează întrefierul și modifică perametrii electrici ai transformatorului. La transformatorii obișnuiți, la care pierderile în miez nu influențează caracteristicele, se pot folosi bare sau carcase de oțel. Utilizarea acestora este admisibilă numai acolo, unde transformatorul sau bobina de șoc cu întrefier trebue să aibă un factor de calitate ridicat. Intr'adevăr pierderile prin magnetizare și cele prin curenți turbionari, din barele sau carcasa de oțel, măresc mult pierderile în miez In cazul tolelor de forma celor din fig. XIV.10, folosirea barelor de strângere sau a carcasei din oțel poate fi admisă în toate cazurile.

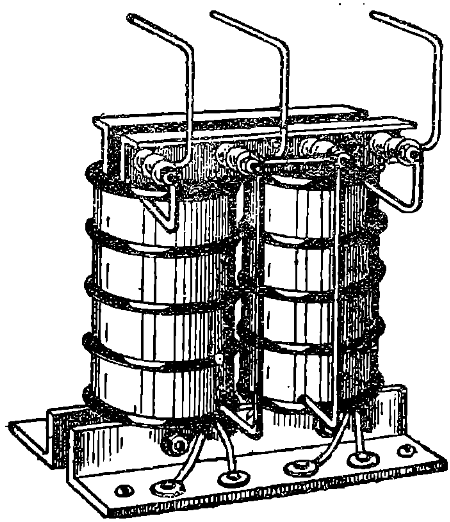


Fig. XIV.17. Transformatorul de ieșire din etajul final, care se fixează de șasiul amplificatorului.

La asamblarea miezului în sâmbure cu trepte, pentru mărirea rezistenței mecanice, tolele înguste superioare trebue să aibă o grosime mai mare. Aceasta ușurează procesul de strângere a miezului și micșorează fenomenul de curbare a tolelor, în intervalele dintre locurile de strângere. Când miezul transformatorului tip manta, se face din material magnetic laminat subțire,

(0,1 ÷ 0,2 mm, sau mai subțire), tolele din margini se confecționează, deasemenea, dintr'un material mai gros, pentru a da miezului o rigiditate mai mare.

Asamblarea miezului în sâmbure pentru un transformator mare se execută în afara bobinelor. Mai întâi se asamblează miezul în U. strâns cu ajutorul buloanelor sau niturilor izolate introduse în orificiile ștanțate în tole. Pe baza asamblată în acest fel, se îmbracă și se fixează bobinele, apoi se asamblează prin suprapunere jugul. Dupa terminarea asamblării acesta se strânge similar cu restul construcției. Pentru strângerea jugului se folosește deobicei fier cornier, de lățime convenabilă. O latură se folosește pentru fixarea transformatorului, iar cealaltă pentru montarea izolatorilor de care se fixează capetele înfășurărilor de înaltă tensiune (fig. XIV.17).

In unele cazuri, pentru miezul transformatorului trebue să se folosească material magnetic laminat foarte subțire (vezi paragraful următor din prezentul capitol). Aceasta, în cazurile când frecvența de lucru a transformatorului este situată în zona frecvențelor de sute de kiloherți sau magaherți; (de exemplu transformatorii de impulsuri, din instalațiile de radiolocație). Grosimea tolelor de material magnetic, pentru care acești transformatori funcționează satisfăcător, variază dela câțiva microni până la câteva zeci de microni. La ștanțarea tolelor și asamblarea miezului din tole ștanțate, o astfel de grosime a materialului provoacă mari dificultăți tehnologice și mărește costul transformatorului.

In aceste cazuri, o metodă mult mai simplă de confecționare a miezului este bobinarea lui dintr'o bandă lungă de material magnetic, de grosimea și lățimea necesară, acoperită pe o parte cu un strat subțire de izolație. După bobinare acest miez se recoace, pentru a elimina tensiunile interioare care apar în material în cursul bobinării. Infășurările cu un astfel de miez se bobinează la bancul special pentru bobinajul toroidal, deoarece miezul nu are tăietură. Pentru simplificarea bobinării înfășurării, miezul bobinat este uneori tăiat în două părți, care se șlefuesc, spre a micșora curentul de magnetizare a transformatorului. După îmbrăcarea înfășurării pe un astfel de miez, jumătățile lui se strâng puternic.

In construcția în manta și în sâmbure, miezul bobinat este necesar doar când materialul are o grosime care nu permite ștanțarea și asamblarea. Când grosimea materialului magnetic este de 0,1 ÷ 0,5 mm, miezul ștanțat este mai ieftin și mai simplu decât cel bobinat. Excepție fac doar miezurile toroidale ; bobinarea lor din bandă este preferabilă, deoarece este mai simplă decât ștanțarea, In cazul unui material texturat care are proprietăți magnetice de înaltă calitate numai într'o singură direcție, confecționarea miezurilor toroidale este posibilă numai prin bobinarea lor din bandă cu proprietăți magnetice înalte în lungul benzii.

Din cauză că în transformatorii de joasă frecvență miezurile toroidale și materialele mai subțiri decât 0,1 mm nu își găsesc aproape deloc utilizare, construcția și tehnologia miezurilor bobinate nu va fi studiată mai amănunțit.

§ XIV.3. Alegerea materialului magnetic pentru miez

Constanta de timp a transformatorului de joasă frecvență și prin urmare dimensiunile lui și cantitatea de materiale consu-

mate pentru construcție, în cazul unei puteri mai mici decât cea critică (paragraful XIV.8), sunt determinate de frecvența de lucru inferioară și de distorsiunile de frecvență admisibile la această frecvență. Dimensiunile transformatorului, cu puterea mai mare decât cea critică, sunt condiționate de inducția maximă admisibilă, din punctul de vedere al distorsiunilor neliniare produse de transformator.

Deaceea, pentru transformatorii de mică putere, în care inducția este neînsemnată, se recomandă folosirea materialelor magnetice cu o permeabilitate inițială cât mai mare posibilă. Aceasta permite să se micșoreze dimensiunile transformatorului și să se reducă consumul de materiale necesare construcției. In cazurile când micșorarea dimensiunilor sau a greutății joacă un rol primordial, trebue să se folosească permalloy. In transformatorii de intrare care nu au o magnetizare permanentă, trebue să se folosească permalloy de 78%, care posedă o permeabilitate inițială maximă. La transformatorii de cuplaj, folosirea permalloyului de 78% se admite doar în cazurile când miezul transformatorului nu are o magnetizare de curent continuu (de exemplu în montajul cu rezistență și transformator). Este necesar să se noteze că permalloyul de 78% este atât de sensibil la magnetizarea continuă încât nu poate fi folosit pentru transformatorul anodic al montajului în contratimp, obișnuit. O mică diferență între curenții anodici din bratele montajului în contratimp este suficientă pentru ca permeabilitatea inițială a permalloyului să scadă de câteva ori.

Se poate realiza o micșorare a dimensiunilor și greutății transformatorilor cu magnetizare continuă prin folosirea permalloyului de $40 \div 50\%$. In cazul magnetizării continue de circa $5 \div 10$ amperspire pe centimetru de lungime a miezului, permeabilitatea inițială a permalloyului de 45% la un intrefier optim, după cum au dovedit măsurările (fig. XV.25), este $650 \div 450$ gauss/oersted. In aceleași condiții la oțelurile de transformator aliate, cu permeabilitatea inițială mare, permeabilitatea este de $340 \div 260$ gauss/oersted, adică aproximativ de 1,8 ori mai mică, iar pentru oțelul 34 AA, de 2,3 ori mai mică. Pe baza concluziilor din paragraful XI.7 se poate conchide că folosirea permalloyului de 45% va permite să se reducă greutatea transformatorului, la o astfel de magnetizare, de $1{,}8^{\frac{3}{2}}$, adică de 2,4 ori în comparație cu greutatea transformatorului cu miez din oțel aliat, cu permeabilitate mare, și aproximativ de 3,5 ori în comparație cu greutatea transformatorului din oțel 34 AA. In cazul unei magnetizări continue și mai scăzute, greutatea se va reduce și mai mult.

In cazul unei magnetizări continue foarte intense a miezului de aproximativ 25 amperspire şi mai mult pe cm, precum şi în cazul inducţiilor de lucru foarte mari, dimensiunile şi greutatea transformatorului pot atinge valori minime dacă se foloseşte pentru miez permendur. După cum rezultă din curbele indicate în fig. XV 25, în aceste condiţii permendurul are permeabilitatea cea mai ridicată, dintre toate materialele magnetice. Permendurul este însă un aliaj magnetic foarte scump, deoarece conţine circa 50% cobalt. Deaceea folosirea lui este posibilă numai în cazuri excepţionale.

Din cauza marii reduceri a dimensiunilor şi greutăţii, datorită folosirii permalloyului, acesta îşi găseşte o largă utilizare în transformatorii de intrare ai amplificatorilor cu nivel de intrare mic (transformatorii de intrare din amplificatorii pentru microfon şi amplificatorii magnetofoanelor). Folosirea permalloyului în acest din urmă caz micşorează dimensiunile transformatorului şi reduce f.e.m. parazite induse în el, permiţând astfel să se mărească banda de reproducere.

Costul ridicat al permalloyului, datorit conţinutului ridicat de nichel, scumpeşte implicit transformatorul. Deaceea, în cazurile când preţul are un rol predominant, materialul optim pentru miez este oţelul de transformator cu siliciu, cu permeabilitatea iniţială mare, care este ieftin. Ca exemple de oţeluri de acest tip, produse de industria sovietică, se indică oţelurile вп-1, вп-2, вп-3, dintre care ultimul posedă cele mai bune proprietăţi magnetice. Aceste calităţi de oţeluri sunt însă ceva mai dure şi mai fragile decât oţelurile de transformator obişnuite, ceeace provoacă uzura intensă a ştanţelor.

Experienţele referitoare la tratamentul termic al materialelor magnetice moi, în tole, au dovedit că în cazul unui regim special de recoacere, oţelurile de calitate вч şi тп au o permeabilitate iniţială foarte ridicată.

Folosirea, în aparatajul pentru curenţi slabi, a oţelurilor ieftine cu o mare permeabilitate iniţială va permite realizarea unor importante economii de materiale şi de mijloace. Deaceea este necesar să se continue lucrările pentru crearea unor calităţi superioare de oţeluri şi pentru ieftinirea lor. Este necesar deasemenea să se elaboreze şi să se introducă în producţie o tehnologie corectă a tratamentului termic al tolelor ştanţate, sau să se treacă producţia de tole standardizate în uzinele care produc aliaje magnetice, executand tot aici şi recoacerea tolelor după ştanţare.

Dimensiunile transformatorului de joasă frecvenţă, cu putere mai mare decât cea critică, sunt în funcţie de inducţia maximă

admisibilă în miez, din punctul de vedere al distorsiunilor neliniare provocate de transformator. Valoarea permeabilității inițiale a materialului magnetic nu are în acest caz un rol hotărîtor. Pentru a micșora dimensiunile transformatorului este necesar un material care să provoace distorsiuni nelineare mici, la valori mari ale componentei alternative a inducției. Aceste condiții sunt satisfăcute de materialele magnetice cu o mare permeabilitate la inducții mari. Din acest punct de vedere, materialul cel mai convenabil, dintre cele produse de industria sovietică, este oțelul laminat la rece, de calitatea ХВП. Dupa cum reiese din curbele indicate în capitolul XVIII, acest oțel are coeficienții armonicelor de acelaș ordin ca și alte calități de oțeluri, dar permeabilitatea în zona inducțiilor mari este cu $20 \div 30\%$ mai mare. O permeabilitate mare la inducții mari mărește inductanța înfășurării primare a transformatorului, micșorând prin aceasta distorsiunile nelineare. Folosirea acestui oțel pentru construcția transformatorilor de ieșire și de modulație puternici, permite să se mărească inducția de lucru reducând astfel consumul de materiale cu câteva zeci de procente. Din cauza pierderilor specifice scăzute și a permeabilității mari în domeniul inducțiilor mari, folosirea oțelului ХВП pentru construcția transformatorilor de rețea din aparatajul radio, permite deasemenea să se obțină o importantă economie de material, datorită posibilității de a mări inducția de lucru cu $10 \div 20\%$, respectând randamentul anterior.

Trebue să se aibă în vedere că oțelul ХВП are calități magnetice ridicate numai în lungul laminării, deaceea folosirea lui este optimă în cazul când liniile magnetice de forță ale miezului sunt paralele pe toată lungimea lor cu direcția laminării. Aceasta este posibil numai când miezul transformatorului se bobinează din bandă cu direcția de laminare transversală. Tehnologia confecționării transformatorului cu miez bobinat este mult mai complicată și mai scumpă decât a transformatorilor cu miez normal, deaceea nu este rentabilă în cazul transformatorilor mici.

Măsurările efectuate au dovedit totuși că în cazul ștanțării tolelor miezului în manta din foaie prin metoda ștanțării fără deșeuri (fig. XIV.7), cu direcția brațului mijlociu al miezului în lungul laminării, precum și în cazul ștanțării separate a tolelor în E și a jugurilor în lungul laminării, reducerea economiei față de oțelul ХВП este foarte mică și se recuperează complect prin simplificarea tehnologiei construirii transformatorului. Curbele permeabitității oțelului ХВП în câmpuri continue, în câmpuri alternative și pulsatorii, precum și ale coeficienților armonicelor, indicate în fig. XVIII.4, XVIII.7, XVIII.8, XVIII.9, XVIII.12, sunt

pentru miezurile în E ştanţate fără deşeuri, cu direcţia braţului mijlociu în lungul laminării.

Când miezul în manta se face din tole ştanţate sau decupate în lungul laminării, proprietăţile magnetice ale oţelului XBП rămân aproape aceleaşi ca în cazul miezului bobinat.

Imbunătăţirea proprietăţilor magnetice ale oţelurilor de tip XBП permite să se reducă şi mai mult dimensiunile şi să se mărească randamentul transformatorilor de joasă frecvenţă şi de forţă, care lucrează cu inducţie ridicată. Folosirea acestui oţel nu realizează totdeauna, în prezent, micşorarea costului transformatorului, deoarece el este mult mai scump decât oţelul de transformator obişnuit (tabela XVIII.2). Reducerea costului care va surveni indiscutabil în cazul măririi producţiei, va face folosirea lui rentabilă în toate cazurile.

Permendurul este un aliaj de fier şi cobalt (B 13), care are la inducţii mari o permeabilitate magnetică şi mai ridicată decât oţelul XBП. In tratatele asupra aliajelor magnetice se arată că din cauza rezistenţei specifice scăzute şi a pierderilor mari prin curenţi turbionari, permendurul nu îşi găseşte aplicare în câmpuri alternative.

Studiile autorului asupra permendurului sovietic au demonstrat că părerea asupra nerentabilităţii folosirii permendurului în câmpuri alternative este nejustificată. Există o serie de cazuri de folosire a materialelor magnetice în câmpuri alternative şi pulsatorii, când mărimea pierderilor specifice din material nu are un rol important, de exemplu la transformatorii de joasă frecvenţă, cum şi la bobinele de şoc din filtrele instalaţiilor redresoare. In ambele cazuri indicate, folosirea la transformatori a tolelor de permendur cu aceeaşi grosime ca şi cele de oţel permite deseori să se micşoreze dimensiunile şi greutatea transformatorului sau a bobinei de şoc proiectate. Folosirea permendurului pentru transformatorul de joasă frecvenţă, cu puterea mai mare decât cea critică, permite să se mărească inducţia admisibilă şi prin aceasta să se reducă dimensiunile şi greutatea transformatorului.

La bobinele de şoc, folosirea permendurului permite să se micşoreze dimensiunile bobinei de şoc numai în cazul câmpurilor de magnetizare continuă mai mari decât 25 amperspire pe centimetru. In aceste câmpuri, permeabilitatea lui efectivă este mai ridicată decât a tuturor celorlalte materiale magnetice moi (fig. XV.25).

In unele cazuri, miezul transformatorului este util să fie asamblat din două materiale magnetice diferite; de exemplu când trebue să se ajusteze inductanţa înfăşurării primare. In

acest caz o parte din tolele folosite pentru asamblarea miezului poate fi dintr'un material cu permeabilitate scăzută, alta dintr'un material cu permeabilitate mare. Folosirea a două materiale magnetice diferite (de exemplu permalloy și oțel XBII) permite să se micșoreze variația caracteristicei de frecvență a transformatorului, când amplitudinea semnalului variază, reducând deasemenea, în anumite condiții, greutatea și dimensiunile transformatorilor de ieșire. Acest mijloc este uneori util la construcția transformatorilor pentru vibratori.

Mai sus s'a indicat că materialele magnetice folosite pentru miezurile transformatorilor de joasă frecvență se livrează în formă de tole sau benzi cu grosimea de 0,1÷0,5 mm. Cu cât grosimea tolei de material magnetic este mai mică, cu atât pierderile prin curenți turbionari sunt mai mici. Deaceea, factorul de calitate al materialului magnetic crește prin micșorarea grosimei tolei, ceiace se vede clar din curbele din fig. XVIII.13÷XVIII.18. Afară de aceasta cu cât este mai subțire materialul magnetic, cu atât scade mai încet permeabilitatea lui cu creșterea frecvenței (fig. XI.7 și XI.8). Dar cu cât se laminează mai subțire materialul magnetic respectiv, cu atât el costă mai scump. Confecționarea miezului din material mai subțire revine deci mai scump. Deaceea, constructorul trebue să aleagă just grosimea materialului magnetic pentru transformator, fără a utiliza tole prea subțiri, spre a evita scumpirea transformatorului și fără a folosi tole prea groase ceeace poate înrăutăți caracteristicele electrice ale transformatorului, sau mări consumul de materiale, din cauza reducerii permeabilității, provocată de fenomenul pelicular.

La trasformatorii care nu prezintă fenomenul de rezonanță, în banda frecvențelor de lucru inferioare, nu este necesar un material magnetic cu un factor de calitate ridicat. In aceste cazuri, grosimea materialului magnetic trebue să se ia astfel, ca la frecvențele de lucru inferioare, să lipsească influența fenomenului pelicular. Această grosime maximă admisibilă a tolei de material magnetic, care este de dorit să fie folosită pentru miez, depinde atât de frecvența de lucru inferioară a transformatorului, cât și de calitatea materialului magnetic. Grosimea se poate alege pe baza curbelor din fig. XI.7 și XI.8, cum și pe baza tabelei de aproximare, indicată mai jos. In tabelă se arată valoarea maximă admisibilă a grosimei tolei magnetice de diferite calități, pentru diverse frecvențe de lucru inferioare.

La transformatorii sau bobinele de șoc care lucrează în circuitele rezonante, de exemplu în circuitele amplificatorilor selectivi sau în schema cu rezistențe, și la transformatorii cu o mare pantă a caracteristicei în banda frecvențelor de lucru inferioare, factorul de calitate al materialului magnetic are o

Tabela XIV.4.

Materialul magnetic	Frecvenţa de lucru inferioară în Hz	Grosimea maximă admisibilă în mm
Oţeluri de transformator э4, вп, хвп	până la 150	0,5
„ „ „ „ „ „	„ „ 1000	0,35
Permalloy cu permeabilitatea iniţială de circa 2000 gauss/oersted	„ „ 100	0,5
Idem	„ „ 500	0,35
Permalloy cu permeabilitatea iniţială de circa 10000 gauss/oersted	„ „ 50	0,5
Idem	„ „ 100	0,35
Idem	„ „ 1000	0,1

mare importanţă. In aceste cazuri, grosimea tolelor trebue să se ia astfel, ca să se asigure obţinerea calităţii necesare a circuitului rezonant.

§ XIV.4. Raportul optim între dimensiunile miezului.

La proiectarea miezului pentru transformatorul de joasă frecvenţă, constructorul trebue să determine nu numai dimensiunile miezului şi ale înfăşurărilor, dar şi acele raporturi între dimensiunile miezurilor, care vor satisface în mod optim condiţia principală constructiv-economică, ce stă la baza proiectării transformatorului.

După cum s'a indicat în § XIII.1, o astfel de condiţie poate fi greutatea minimă, sau costul minim, pentru anumite proprietăţi electrice.

Prima condiţie este primordială în aparatajul mobil compact, precum şi intr'o serie de aparataje cu destinaţie specială. In aceste cazuri poate fi admisă o oarecare mărime a costului transformatorului, deoarece aceasta se recuperează prin micşorarea greutăţii şi a dimensiunilor, ceeace uşurează folosirea aparatajului. La proiectarea transformatorilor de greutate minimă, trebue să se folosească pentru miez materiale magnetice de înaltă calitate: permalloy sau permendur; aceasta permite să se micşoreze simţitor greutatea şi dimensiunile, păstrând proprietăţile electrice ale transformatorului.

Greutatea transformatorului se compune din greutatea în-

fășurărilor și greutatea miezului. O analiză amănunțită dovedește (L.16) că la aceleași proprietăți electrice, greutatea transformatorului de joasă frecvența se obține minimă, în cazul când greutatea miezului depășește greutatea înfășurărilor de 2 ÷ 2,5 ori. Raportul dintre greutatea miezului și greutatea înfășurărilor depinde de o serie de mărimi, printre care figurează raportul dintre suprafața secțiunii conductorului magnetic și suprafața ferestrei miezului. Deaceea la proiectarea transformatorului de greutate minimă, înafară de folosirea unui material de înaltă calitate, constructorul trebue să tindă la alegerea acelui raport dintre secțiunea conductorului magnetic și suprafața ferestrei miezului, pentru care greutatea miezului va fi mai mare decât greutatea înfășurării de 2÷2,5 ori. In cazul sârmei izolate cu email, al valorilor normale ale coeficientului de umplere a ferestrei miezului prin cuprul înfășurărilor și în cazul materialelor magnetice folosite (oțeluri de transformator sau aliaje de tip permalloy), raportul necesar dintre greutatea miezului și greutatea înfășurărilor se obține când suprafața ferestrei miezului în manta depășește secțiunea circuitului magnetic, aproximativ de două ori.

Condiția costului minim este primordială pentru transformatorii destinați instalării în aparatajul staționar: la transformatorii aparatelor de radiorecepție de uz casnic, transformatorii aparatajului cinematografiei sonore și ai echipamentelor studiourilor. Pentru aparatajul produs în serie, de exemplu la receptorii de radio, această condiție este deosebit de importantă. Condiția costului minim obligă pe constructori să tindă spre folosirea materialelor, care asigură costul minim. In acest caz, se folosesc de obicei, pentru miez, oțeluri de transformator. Greutatea și dimensiunea transformatorului se obțin astfel mult mai mari decât în cazul folosirii aliajelor speciale, dar costul materialului consumat pentru construirea transformatorului se reduce totuși, deoarece oțelurile de transformator costă mult mai puțin decât permalloyul.

Totuși, în unele cazuri folosirea permalloyului în transformatorul de cost minim este necesară, deși aceasta poate provoca o oarecare creștere a costului; un exemplu ar fi transformatorii de intrare, din amplificatorii microfonici, unde folosirea permalloyului este necesară pentru reducerea sensibilității transformatorului față de câmpurile magnetice exterioare.

Analiza dovedește (B 16) că transformatorul cu anumite proprietăți electrice are costul minim în cazul când costul conductorilor înfășurărilor este aproximativ egal cu costul materialului miezului, sau îl depășește puțin.

Când se folosesc pentru miez oțelurile de transformator obișnuite (Э4, ВП, ХВП) și când se utilizează pentru înfășurări conductori emailați, care dau un coeficient de umplere a ferestrei miezului de circa 0,8, diferența minimă între costul miezului și al înfășurărilor și prin urmare și costul minim al transformatorului, se obține dacă raportul dintre suprafața ferestrei și secțiunea circuitului magnetic este de aproximativ 0,8÷1,1 adică aproximativ la egalitatea suprafețelor.

Când se folosesc pentru miez aliaje de tip permalloy, pentru a menține egalitatea dintre costul miezului și al înfășurărilor, suprafața ferestrei trebue să fie mult mai mare decât suprafața secțiunii miezului, deoarece permalloyul costă mult mai mult decât oțelurile de transformator. Calculele dovedesc că în acest caz, egalitatea costului înfășurărilor și miezului, deci și costul minim al transformatorului, se obțin atunci când suprafața ferestrei este de 10÷15 ori mai mare decât suprafața secțiunii miezului.

Din cele afirmate reiese că nu este adaptabil un singur tip de tolă pentru transformatorul de cost minim, dacă se folosește atât oțel de transformator, cât și permalloy. Tola pentru miezul din oțel de transformator trebue să aibă o suprafață mică a ferestrei și o lățime mare a brațului, iar tola din permalloy trebue să aibă o lățime mică a brațului, și o mare suprafață a ferestrei. Tola pentru miezul de transformator cu greutatea minimă este intermediară între aceste două extreme.

Când se utilizează tola ștanțată fără deșeuri, care a obținut o largă răspândire în ultimii ani (tola după norma CT-360A), se obține pentru o grosime a pachetului egală cu lățimea brațului mijlociu ($y_2 = y_1$), un raport între suprafața ferestrei și secțiunea miezului, egal cu 0,75. La o grosime de pachet egală cu 1,5 din lățimea brațului mijlociu, acest raport scade până la 0,5. După cum rezultă din aceste cifre, tola CT-360 A este absolut inutilizabilă pentru transformatorii de greutate minimă, sau chiar pentru transformatorii de cost minim, cu miez din oțel de transformator, deoarece are o suprafață a ferestrei prea mică. Această condiție este bine cunoscută constructorilor care proiectează transformatori cu asfel de tole.

Deaceea, pentru a asigura posibilitatea construirii transformatorilor cu costul și greutatea minimă este necesar să existe în producție nu numai un singur tip de tole de transformator, ci cel puțin două tipuri: unul cu fereastră mică și altul cu fereastră mare. In ce privește tola CT-360 A, a cărei calitate unică este lipsa deșeurilor la ștanțare, ea trebue să fie înlocuită cu tola care satisface mai bine condiția costului minim, ce dă o

economie de material şi este deasemenea fără deşeuri (vezi sfârşitul prezentului paragraf).

In afară de cele două condiţii constructiv economice indicate mai sus şi anume a greutăţii şi a costului minim, transformatorul trebue deasemenea să aibă un volum minim. Calculele demonstrează că această condiţie este aproape satisfăcută în cazul egalităţii dintre suprafaţa ferestrei şi suprafaţa secţiunii miezului. Deoarece această condiţie se întâlneşte foarte rar în practică, ea nu va fi studiată mai amănunţit.

In unele cazuri, se pun condiţii speciale la construcţia transformatorului. Uneori este necesar să se proiecteze transformatorul de o formă neobişnuită, deoarece trebue să încapă într'un loc cu anumite dimensiuni, care a rămas în interiorul aparatului, după montarea tuburilor şi a altor piese. In aceste cazuri, desigur, trebue să se admită derogări dela relaţiile optime pentru a satisface condiţia pusă.

Condiţia greutăţii minime, sau a costului minim, poate fi îndeplinită prin alegerea relaţiei corespunzătoare, între suprafaţa ferestrei miezului şi secţiunea conductorului magnetic, ceeace duce la raportul optim între cantităţile de materiale active consumate pentru construirea transformatorului: material magnetic şi conductori pentru înfăşurare. Totuşi, calculele dovedesc că dacă la un anumit consum de material magnetic şi de conductori, în înfăşurare se variază de exemplu raportul dintre înălţimea ferestrei şi lăţimea ei, constanta de timp a transformatorului va varia şi ea şi la un raport anumit, între înălţimea ferestrei şi lăţimea ei, constanta va fi maximă. Tot aşa există un anumit raport între grosimea pachetului de tole şi lăţimea braţului, la care se obţine constanta de timp maximă a transformatorului, pentru un anumit consum de materiale. In cazul relaţiilor optime între dimensiunile miezului, constanta de timp condiţionată de cerinţele electrice se poate obţine cu un consum minim de materiale. Determinarea formei optime a tolei miezului are o importanţă practică deosebită atât pentru transformtorii de greutate minimă cât şi pentru cei cu costul minim. Ea permite să se reducă la minim consumul de materiale, în cazul proprietăţilor electrice respective ale transformtorilor.

Determinarea relaţiilor optime în ce priveşte dimensiunile miezului este foarte complexă, deoarece depinde de un mare număr de variabile; pentru a studia mai amănunţit această temă, (din cauză că este prea vastă) să examinăm pe scurt rezultatele lucrărilor efectuate în acest scop, care permit să se aleagă corect forma optimă a tolei de transformator.

In acest sens, s'a efectuat calculul constantei de timp a transformatorului, construit dintr o cantitate determinată de materiale active, luând valori diferite pentru două dintre dimensiuni (de exemplu pentru raporturi diferite între înălţimea ferestrei şi lăţimea ei). S'au efectuat astfel de calcule pentru diferite raporturi dintre suprafaţa ferestrei şi secţiunea braţului, în funcţie de datele obţinute prin calcul sau determinate grafic.

Complexitatea acestor calcule constă în aceea că schimbarea raportului dintre două dimensiuni provoacă o mică variaţie a cantităţii de conductori pentru înfăşurare şi de material magnetic folosit. Aceste variaţii trebue excluse, printr'o variaţie a tuturor dimensiunilor geometrice ale transformato-

rului, care să păstreze nemodificat consumul de materiale necesare pentru construcţia transformatorului.

In fig. XVI.18 este dată curba constantei de timp a transformatorului cu miez în manta, calculată în acest fel la un consum constant de materiale şi pentru un raport variabil între înălţimea ferestrei şi lăţimea ei. In abscisă este trecut raportul

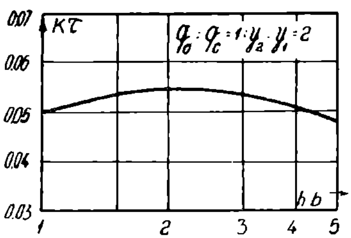


Fig. XIV.18. Constanta de timp, în funcţie de raportul dintre înălţimea ferestrei şi lăţimea ei.

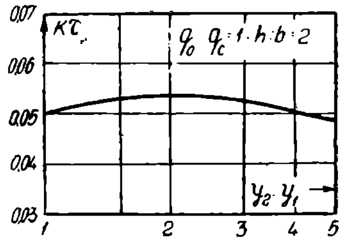


Fig. XIV.19. Constanta de timp, în funcţie de raportul dintre grosimea pachetului miezului şi lăţimea braţului.

dintre înălţimea ferestrei şi lăţimea ei, iar în ordonată un factor proporţional cu constanta de timp a transformatorului.

Curba arătată demonstrează că atunci când raportul dintre înălţimea ferestrei şi lăţimea ei variază, constanta de timp a transformatorului atinge un maxim, pentru care materialul activ este folosit în mod optim. Din curbe se vede că raportul optim dintre înălţimea ferestrei şi lăţimea ei este situat între 1,5 şi 3.

In fig. XIV.19 se redă o altă curbă, calculată pentru transformatorii cu o cantitate constantă de materiale active. Aici, în

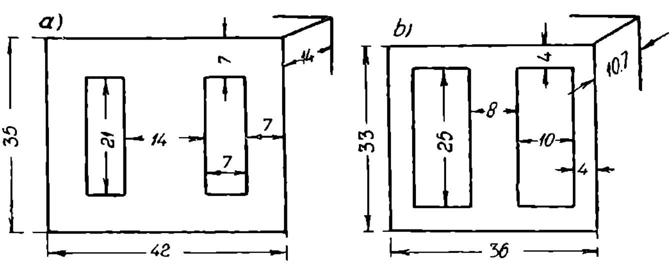


Fig. XIV.20. Dimensiunile miezurilor: *a)* E-14X14 din tole conform normei CT-360A; *b)* miez special cu fereastra mărită. Ambele miezuri au aceeaşi constantă de timp.

abscisă este trecut raportul dintre grosimea pachetului miezului y_2 şi lăţimea braţului y_1. Curba dovedeşte că raportul optim dintre y_2 şi y_1 este situat între limitele 1,5 până la 3,0, pentru raporturi între suprafaţa ferestrei şi secţiunea braţului, curente în practică.

Cât de neraţională este folosirea tolei fără deşeuri, după norma CT-360 A, pentru transformatorii cu miez din permalloy şi ce cantitate de nichel se cheltueşte prin aceasta inutil, se poate vedea din exemplul de calcul indicat mai jos pentru transformatorul cu tola CT-360 A şi pentru transformatorul cu aceeaşi constantă de timp, asamblat dintr'un tip special de tolă, mai avantajos.

Să presupunem că proprietăţile electrice (sau echivalentul acestora, constanta de timp) sunt satisfăcătoare la transformatorul cu miezul E14, după norma CT-360 A (fig. XIV. 20, a); pachetul de tole are grosimea de 14 mm şi este format din tole de permalloy 78% de 0,35 mm, cu permeabilitatea iniţială de 8 000 gauss/oersted şi greutatea specifică 8,8. In conformitate cu tabela XIV. 3 coeficientul de umplere a miezului va fi egal cu 0,88. Costul permalloyului se va considera convenţional 100 ruble pe kg.

Să presupunem că ambele înfăşurări ale transformatorului se bobinează din conductor ПЭЛ -1 de 0,15 mm, diametrul împreună cu izolaţia fiind de 0,165 mm, coeficientul de umplere al înfăşurării K_{Cu} = 0,7 şi costul, conform tabelei XVIII. 3, 26,6 ruble pe kg.

In aceste condiţii, miezul transformatorului va avea următoarele date:

Suprafaţa tolei miezului — **11,76 cm²**
Secţiunea netă a miezului — **1,725 cm²**
Volumul net al materialului magnetic — **14,5 cm²**
Greutatea miezului — **127,4 g**
Costul materialului miezului — **12,74 ruble**
Lungimea liniei de forţă medii — **7,8 cm**

Presupunând că se rezervă pentru izolaţia faţă de miez, izolaţia între înfăşurări şi distanţa între infăşurare şi marginea ferestrei 2,5 mm din cei 7 mm ai lăţimii ferestrei, rămân pentru grosimea înfăşurării: b_b = 4,5 mm. Lăsând câte 2,5 mm din lungimea ferestrei rezervă în fiecare parte, pentru pereţii laterali ai carcasei, sau o rezervă de margine, în cazul înfăşurărilor fără carcasă, se obţine înălţimea bobinelor h_b = 16 mm. Atunci, ambele bobinaje vor avea un număr de spire egal cu:

$$w = \frac{b_b h_b k_{Cu}}{d_{iz}^2} = \frac{4{,}5 \cdot 16 \cdot 0{,}7}{0{,}165^2} = 1850\ ^{*)}$$

Lungimea spirei medii a transformatorului va fi de 7,33 cm. Lungimea totală a conductorului va fi de 135,5 m. Conform standardului pentru conductori de înfăşurări (vezi anexa) rezistenţa şi greutatea conductorului vor fi 134 Ω şi respectiv 21,8 g Costul conductorului va fi de 0,58 ruble, iar inductanţa înfăşurărilor, legate în serie, va fi:

$$L_1 = \frac{0{,}4\,\pi\mu_{\sim i} w^2 q_c}{10^8\, l_{med}} = \frac{0{,}4 \cdot 3{,}14 \cdot 8000 \cdot 1850^2 \cdot 1{,}725}{10^8 \cdot 7{,}8} = 75{,}9\ H$$

Constanta de timp a ambelor înfăşurări ale transformatorului va fi:

$$\tau = \frac{L}{r} = \frac{75{,}9}{134} = 0{,}566\ s$$

In ce priveşte miezul cu dimensiunile indicate în fig. XIV. 20 b, şi grosimea pachetului cu tole de 10,7 mm, datele vor fi următoarele:

---

*) Se notează cu d_{iz} diametrul conductorului izolat. N. T.

Suprafaţa tolei — 6,88 cm²
Secţiunea netă a miezului — 0,752 cm²
Volumul net al materialului magnetic — 6,47 cm³
Greutatea miezului — 57 g
Costul materialului miezului — 5,7 ruble
Lungimea liniei de forţă medie — 8,26 cm

Presupunând pentru izolaţie, ca şi în calculul precedent, 2,5 mm şi pentru rezerva din margini câte 2,5 mm pentru o parte, şi folosind pentru înfăşurare conductorul ПЭЛ-1 de 0,17 mm, care împreună cu izolaţia are 0,185 mm, obţinem numărul de spire:

$$w = \frac{7{,}5 \cdot 20 \cdot 0{,}7}{0{,}185^2} = 3068.$$

La o lungime a spirei medii de 6,41 cm, lungimea totală a conductorului este de 197 m, rezistenţa lui 152 Ω greutatea 40,5 g, iar costul, la preţul de 23 ruble pe kg, conform tabelei XVIII. 3, de 0,93 ruble.

Inductanţa înfăşurărilor transformatorului legate în serie va fi:

$$L = \frac{0{,}4 \cdot 3{,}14 \cdot 8000 \cdot 3068^2 \cdot 0{,}752}{10^8 \cdot 8{,}26} = 86\ H$$

iar constanta lui de timp:

$$\tau = \frac{L}{r} = \frac{86}{152} = 0{,}566\ s$$

adică aceeaşi ca şi în prima alternativă de calcul. Să sintetizăm datele obţinute pentru ambii transformatori, în tabela XIV. 5.

Tabela XIV.5.

Mărimea	Miezul conform fig. XIV.20 a (E-14)	Miezul conform fig. XIV.20 b
Greutatea miezului	127,4 g	57 g
Greutatea conductorului	21,8 g	40,5 g
Greutatea totală a materialelor active	149,2 g	97,5 g
Costul materialului miezului	12,74 ruble	5,7 ruble
Costul conductorului	0,58 „	0,93 „
Costul total al materialelor active	13,32 „	6,63 „

Compararea rezultatelor obţinute dovedeşte că în cazul miezului cu o formă mai raţională, consumul de permalloy pentru transformator se mic-

șorează de 2,24 ori, costul total al materialelor active scade de 2,01 ori, și greutatea transformatorului se micșorează de 1,53 ori.

In anul 1937, autorul a indicat (B.6) că micșorarea lățimii brațului mijlociu al miezului în manta, în comparație cu lățimea jugului (a brațelor laterale și a jugului de acoperire), permite să se reducă mult consumul de materiale pentru transformatorul de joasă frecvență, păstrând constanta lui de timp și prin urmare și proprietățile lui electrice. Analiza a dovedit că raportul optim dintre lățimea jugului și lățimea brațului este situat între 0,6 și 0,75 și depinde de raportul dintre suprafața ferestrei și secțiunea brațului.

Consumul de materiale, pentru transformatorul cu jug lățit (ceeace echivalează cu micșorarea lățimii brațului), este cu 10÷20% mai mic decât la transformatorul cu aceleași proprietăți electrice, dar cu lățimea jugului egală cu jumătatea lățimii brațului.

Reducerea consumului de materiale prin lățirea jugului se realizează datorită cauzelor expuse mai jos. La un anumit volum al materialului miezului, micșorarea lățimii brațului și folosirea materialului rămas pentru lățirea jugului, cauzează o creștere neînsemnată a reluctanței circuitului magnetic. Deaceea, inductanța înfășurării transformatorului rămâne practic aceeași, dacă numărul spirelor este invariabil. Totuși, reducerea lățimii brațului micșorează lungimea spirei medii a înfășurărilor. Ca rezultat, scade rezistența înfășurărilor și se reduce consumul de conductori. Realizând mărirea consumului de conductori până la valoarea inițială, prin mărirea diametrului conductorului, rezistența înfășurărilor scade și mai mult. Prin urmare, constanta de timp a transformatorului, egală cu raportul inductanței înfășurărilor față de rezistența lor, se mărește când cantitatea de materiale consumate pentru construirea transformatorului rămâne constantă. Micșorând în mod proporțional toate dimensiunile geometrice ale transformatorului, până la obținerea constantei de timp a transformatorului cu jugul de lățimea anterioară, se obține un transformator cu calitățile electrice inițiale, dar cu un consum de materiale mai scăzut.

Imbinarea cerințelor de lățire a jugului și a ștanțării fără deșeuri, permite să se creeze o tolă mult mai adecvată pentru miezul în manta, decât tola CT-360 A. Pentru obținerea unei astfel de tole este necesar să se stabilească în prealabil un anumit raport între lățimea jugului și lățimea brațului, în limitele indicate mai sus (de exemplu 0,65) și să se stabilească astfel dimensiunile ferestrei, încât partea poansonată să servească drept jug, pentru tolele în formă de E. In fig. XIV.21 este reprezentată o nouă tolă, care are raportul dintre lățimea jugului și lățimea brațului 0,65. Miezul asamblat din aceste tole are un raport mai mare între suprafața ferestrei și secțiunea miezului decât miezul din tole obișnuite ștanțate fără deșeuri. Pentru o grosime de pachet egală cu lățimea brațului mijlociu, raportul

dintre suprafața ferestrei și secțiunea brațului este egal cu 1,17. In cazul unei grosimi a pachetului mai mare de 1,5 ori, raportul este de 0,78. Compararea acestor cifre cu datele indicate mai sus dovedește că tola nouă dă absolut aceleași relații, necesare pentru transformatorul cu costul minim și cu un miez din oțel de transformator. Pentru a ilustra cât de avantajoasă este tola ștanțată fără deșeuri, cu jug lățit, în comparație cu tola CT-360 A, se indică mai jos un exemplu de calcul pentru transformatori cu aceeași constantă de timp, confecționat din aceste tole.

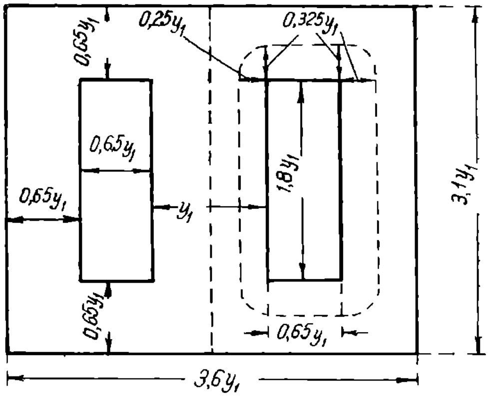


Fig. XIV.21. Relațiile dintre dimensiunile tolelor ștanțate fără deșeuri, cu jug lățit.

Să presupunem convenabile proprietățile electrice ale transformatorului cu miez E-18 x 25, cu tole CT-360 A, (fig. XIV.22a) din oțel de transformator ВП-3 de 0,35 mm. La un coeficient de umplere al miezului de 0,88, greutatea specifică a oțelului 7,55, și costul de circa 4 ruble pe kg (ținând seama de costul deșeurilor), miezul va avea următoarele date:

Suprafața tolei — 19,5 cm²
Grosimea netă a pachetului — 2,2 cm
Volumul materialului magnetic — 42,9 cm³
Greutatea materialului magnetic — 32,4 g
Costul materialului miezului — 1,3 ruble
Secțiunea netă a miezului — 3,96 cm²
Lungimea liniei medii de forță — 10 cm

Lăsând la margini, în ambele părți ale ferestrei, o rezervă de 3 mm pentru pereți laterali ai carcasei sau pentru bobinarea incompletă și 3 mm în grosmiea bobinei, pentru izolație și pentru rezervă, în cazul conductorului 0,15 ПЭЛ-2 (diametrul împreună cu izolația 0,165 mm, costul 22,5 ruble pe kg, coeficientul de umplere al bobinajului 0,7) bobina transformatorului va avea:

Numărul de spire — 3420.
Lungimea spirei medii — 10,96 cm
Lungimea totală a conductorilor — 355 m
Rezistența conductorului — 351 Ω
Greutatea conductorului — 56 g
Costul conductorului — 1,26 ruble

Pentru o permeabiltate inițială de 600 gauss/oersted, inductanța înfășurării va fi:

$$L = \frac{0,4 \cdot 3,14 \cdot 600 \cdot 3240^2 \cdot 3,96}{10^8 \cdot 10} = 31,3\ H$$

iar constanta de timp:

$$\tau = \frac{31,3}{561} = 0,0892\ s$$

Transformatotrul cu miezul ștanțat fără deșeuri, dar cu jug lățit, repre-

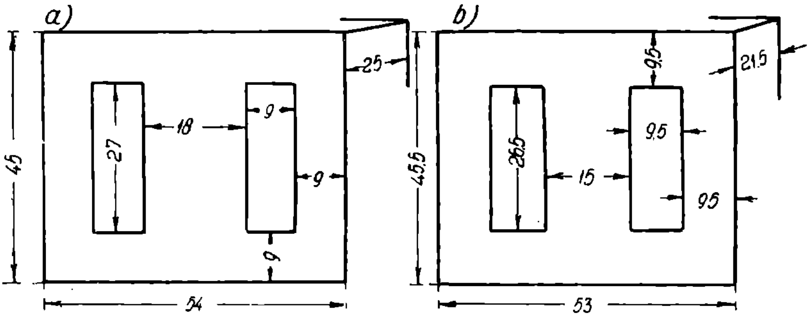


Fig. XIV.22. Miezul obișnuit ștanțat fără deșeuri, E-18×25 și miezul E-15×21,5 ștanțat fără deșeuri, cu jug lățit. Ambele mieznri au aceiași constantă de timp

zentat în fig. XIV. 22 b, cu o grosime a pachetului de 21,5 mm, are următoarele date electrice:

Suprafața tolei — 19,1 cm²
Grosimea netă a pachetului — 1,89 cm
Volumul materialului magnetic — 36 cm³
Greutatea materialului magnetic — 272 g
Costul materialului miezului — 1,09 rnble
Secțiunea netă a miezului — 2,83 cm²
Lungimea raportată a lniei medii de forță — 8,48 cm

Lăsând aceleași rezerve pentru pereții laterali și pentru izolație la bobinarea cu același conductor, înfășurarea transformatorului va avea datele următooare:

Numărul de spire — 3425
Lungmea sipirei medii — 9,82 cm
Lungimea totală a conductorului — 336 m
Rezistența conductorului — 332 Ω
Greutatea conductorului — 53 g
Costul conductorului — 1,19 ruble

Calculând inductanța înfășurării rezultă că este egală cu 29,6 H, ceeace la rezistența de 332 Ω dă o constantă de timp de 0,0892 adică aceeași ca în primul caz. Datele obținute sunt redate în tabela XIV.6.

Mărimea	Transformatorul cu miez ştanţat, fără deşeuri E-18 după CT-360 A	Transformatorul cu miez ştanţat fără deşeuri E-15 cu jug lăţit
Greutatea miezului	324 g	272 g
Greutatea conductorului	56 g	53 g
Greutatea totală a materialului	380 g	325 g
Costul materialului miezului	1,3 ruble	1,09 ruble
Costul conductorului	1,26 „	1,19 „
Costul total al materialului	2,56 „	2,28 „

Din tabelă reiese că lărgimea jugului a micşorat consumul de materiale, greutatea şi costul transformatorului. Greutatea materialelor active s'a micşorat de 1,17 ori, consumul de oţel de transformator de 1,19 ori, costul materialelor consumate s'a redus de 1,12 ori, păstrându-se integral caracteristicele electrice ale transformatorului.

Din exemplul indicat se poate conchide cu uşurinţă că îmbinarea principiului ştanţării fără deşeuri cu lărgirea jugului şi standardizarea tolelor miezurilor în manta de acest tip, pentru transformatorii cu miez din oţel de transformator, permite să se economisească o mare cantitate de oţel de calitate şi de conductori, în întreprinderile producătoare de aparataj pentru curenţi slabi.

Raportul optim dintre suprafaţa ferestrei miezului şi secţiunea lui, la un transformator în sâmbure cu costul minim, este mult mai mare decât pentru tipul în manta, fiind situat între 1,5 şi 2,5. Explicaţia constă în aceea că transformatorii de ieşire de putere, care folosesc miezul în sâmbure, au un coeficient de umplere a ferestrei mai mic, din cauza tensiunilor de lucru înalte. La aceşti transformatori, raportul optim între înălţimea ferestrei şi lăţimea ei este dimpotrivă mai mic. In practică, el se ia între 2 şi 2,5, pentru micşorarea inducţiei de scăpări, deşi valoarea optimă a acestui raport este şi mai mică.

Raportul optim dintre grosimea pachetului miezului în sâmbure şi lăţimea braţului este situat între 1,2—1,7. Acestea sunt valorile care se folosesc deobicei în practică.

XIV. 5. Determinarea dimensiunilor geometrice ale miezului.

Prima problemă pe care trebue s'o rezolve constructorul, după alegerea materialului magnetic şi a tipului miezului este

determinarea dimensiunilor lui. Dimensiunile miezului pot fi calculate după constanta de timp a înfăşurării primare, obţinută din calculul electric (pentru transformatorii de mică putere), sau după inducţia maximă admisibilă la frecvenţa de lucru inferioară (pentru transformatorii cu putere superioară celei critice). Această problemă poate fi rezolvată prin două metode:

a) prin alegerea, conform tabelei, a datelor principale ale miezului, convenabile din punct de vedere al constantei de timp sau a inducţiei maxime;

b) din calculul dimensiunilor miezului, pe temeiul condiţiilor constructive şi al curbelor relaţiilor optime dintre dimensiuni.

In producţie se foloseşte deobicei prima metodă, iar transformatorul se proiectează pe baza unuia din miezurile folosite de întreprinderea respectivă. Aceasta permite să se reducă cheltuielile legate de confecţionarea sculelor şi pieselor noi.

Metoda a doua se foloseşte mult mai rar; ea se aplică la elaborarea standardelor pentru tolele de transformator, precum şi la elaborarea şi confecţionarea transformatorilor cu proprietăţi speciale, pentru care nu se poate alege un miez convenabil, dintre cele standardizate. Să trecem acum la studiul determinării dimensiunilor miezului, pentru ambele cazuri,

1. *Alegerea după tabelă a miezului pentru transformatorul în manta, fără magnetizare de curent continuu*

Când se alege miezul pentru transformator, conform tabelei, se determină întâi valoarea constantei de construcţie a miezului;

$$A = \frac{\tau_1}{\mu_{\sim i}} = \frac{L_1}{r_1 \mu_{\sim i}}, \qquad \text{(XIV.2)}$$

în care: $\mu_{\sim i}$ este permeabilitatea iniţială a materialului magnetic ales pentru miez, a cărui valoare se ia după tabela XI.1.

τ_1 este constanta de timp a înfăşurării primare, egală cu raportul dintre inductanţa înfăşurării primare şi rezistenţa ei.

A este constanta de construcţie a miezului.

După ce se determină valoarea constantei de construcţie, se alege, din tabela datelor miezurilor (tabela XVIII.5), un miez a cărui constantă de construcţie să fie egală, sau puţin mai mare decât cea găsită. La alegerea miezului se ţine seama de condiţiile constructive: costul sau greutatea minimă, ştanţarea fără deşeuri, existenţa tipului respectiv de tole în producţie, etc.; pentru aceasta miezurile din tabelă sunt separate în grupuri.

Dacă miezul se alege pentru un transformator de ieşire cu o putere mai mare decât câţiva waţi, inducţia poate depăşi pe cea admisibilă. Miezul ales trebue să se verifice la inducţia maximă. Pentru aceasta, se poate folosi expresia obţinută anterior, care permite să se calculeze cu aproximaţie inducţia maximă în miez, la frecvenţa de lucru interioară, în funcţie de dimensiunile lui:

$$B_{mi} = \frac{2{,}64 \cdot 10^5}{\omega_i q_c} \sqrt{\frac{P l_{Cu1}}{q_{Cu1}(1-\eta)}} \qquad \text{(XIV.3)}$$

entru transformatorul care lucrează în clasă A şi:

$$B_{mt} = \frac{3{,}45 \cdot 10^5}{\omega_i q_c} \sqrt{\frac{P l_{Cu1}}{q_{Cu1}(1-\eta)}} \qquad \text{(XIV.4)}$$

pentru transformatorul care lucrează în clasă B.

Puterea P aplicată transformatorului şi randamentul η se iau din datele calculului electric. Mărimile q_c, l_{Cu1}, q_{Cu1}, se iau din tabela cu datele miezului, presupunând $l_{Cu1} \approx l_{Cu}$.

Dacă inducţia rezultă prea mare, se ia miezul cu dimensiuni mai mari care dă la verificare o valoare admisibilă pentru inducţie. Valorile aproximative pentru inducţia admisibilă sunt: 5000 ÷ 7000 gauss la transformatorii de mică putere (până la câţiva waţi); 7000 ÷ 9000 gauss la transformatorii de putere medie şi 9000 — 11000 gauss la transformatorii de mare putere (sute de waţi şi kilowaţi). Aceste cifre pot servi doar pentru orientare, deoarece distorsiunile nelineare produse de transformator şi prin urmare şi inducţia admisibilă depind de distorsiunile de frecvenţă ale transformatorului, la frecvenţele inferioare. Corectitudinea alegerii inducţiei admisibile se poate controla numai după calculul coeficientului de nelinearitate al transformatorului.

2. *Alegerea după tabelă a miezului pentru transformatorul în manta cu magnetizare de curent continuu*

Dimensiunile miezului se măresc deoarece permeabilitatea materialului magnetic scade în cazul magnetizării de curent continuu, când în miezul transformatorului este necesar să se introducă un întrefier. In acest caz constanta de construcţie a miezului se determină din exprezia:

$$A = \frac{\tau_1}{\mu_{ai}}, \qquad \text{(XIV.5)}$$

în care μ_{ai} este permeabilitatea inițială efectivă a materialului magnetic ales pentru miez (permeabilitatea inițială, luând în considerație întrefierul optim). Valoarea aproximativă pentru μ_{ai} se determină din fig XI.14, stabilind în prealabil, pentru transformatorul calculat, mărimea $L_1 I_0^2$, în care L_1 este inductanța necesară a înfășurării primare, în henry, iar I_0 este componenta continuă a curentului înfășurării primare, în amperi. Alegerea miezului după valoarea constantei de construcție se efectuiază la fel ca în cazul precedent Dacă puterea transformatorului depășește mai mulți wați, acesta trebue verificat la inducția maximă. Deasemenea dacă inducția depășește valoarea admisibilă se vor mări dimensiunile miezului

3. *Calculul dimensiunilor miezului în manta*

Când se proiectează miezul, după anumite condiții de construcție, se pleacă dela relațiile dimensionale stabilite pe baza considerațiilor constructive și a curbelor relațiilor optime, iar dimensiunile se exprimă printr'o mărime oarecare (deobicei lățimea brațului mijlociu y_1). Substituind valorile, exprimate prin y_1, în formula constantei de timp se rezolvă expresia obținută în raport cu y_1. După aceea se determină și celelalte dimensiuni. Să studiem ca exemplu determinarea dimensiunilor miezului în manta, pentru costul minim, folosind ca material magnetic oțelul de transformator aliat.

In acest caz, după cum s'a mai indicat, poate fi folosită tola ștanțată fără deșeuri, cu jug lățit. Plecând dela raportul dintre lățimea jugului și lățimea brațului, egal cu 0,65, și raportul dintre y_2 și y_1 egal cu 1,5, se obține miezul cu următoarele date: secțiunea netă a brațului miezului:

$$q_c = y_1 y_2 k_m = y_1 \cdot 1{,}5\, y_1 k_m = 1{,}5\, y_1^2 k_m. \qquad \text{(XIV.6)}$$

Suprafața ferestrei miezului:

$$q_0 = hb = 1{,}8\, y_1 \cdot 0{,}65\, y_1 = 1{,}17\, y_1^2. \qquad \text{(XIV.7)}$$

Secțiunea netă a cuprului înfășurării primare:

$$q_{Cu1} = q_0 f_{Cu1} = 1{,}17\, y_1^2 f_{Cu1}, \qquad \text{(XIV.8)}$$

în care f_{Cu1} este coeficientul de umplere a ferestrei miezului prin cuprul înfășurării primare. Presupunând înălțimea înfășurărilor (împreună cu grosimea izolației) egală cu 0,55 y_1, vom găsi lungimea spirei medii a transformatorului, din expresia:

$$l_{Cu} = 2y_1 + 2y_2 + 0{,}55 y_1 \pi = 6{,}73 y_1 \approx l_{Cu1} \approx l_{Cu2}. \qquad \text{(XIV.9)}$$

Lungimea raportată a liniei de forță se determină substituind în expresia (XV.22) lungimile porțiunilor de circuit magnetic, conform fig. XIV 21, şi a valorii $y_3 = 0{,}65\ y_1$:

$$l_{med} = 1{,}8y_1 + \frac{y_1}{2 \cdot 0{,}65y_1}\left[1{,}8y_1 + 2 \cdot 0{,}65y_1 + \frac{\pi\, 0{,}65\, y_1}{2} + \frac{\pi\,(0{,}25y_1 + 0{,}5 \cdot 0{,}65\, y_1)}{2}\right] = 5{,}67\ y_1. \qquad \text{(XIV.10)}$$

Fracția a doua din paranteză determină lungimea curbei de racordare a liniei de forță, la trecerea din braț în jug, ca fiind egală cu a unui sfert de cerc a cărui rază este egală cu media aritmetică între un sfert din lățimea brațului şi jumătate din lățimea jugului. Prima fracție determină lungimea curbei de racordare la trecerea din jug în miez, ca fiind egală cu a unui sfert de cerc a cărui rază este jumătate din lățimea jugului.

Substituind valorile obținute în formula constantei de timp a înfăşurării primare a transformatorului, va rezulta:

$$\tau_1 = \frac{L_1}{r_1} = 7{,}2 \cdot 10^{-3}\mu_{\sim} \frac{q_c q_{Cu1}}{l_{med} l_{Cu1}} = \frac{7{,}2 \cdot 10^{-3}\mu_{\sim} 1{,}5y_1^2 k_m \cdot 1{,}17\, y_1^2 f_{Cu1}}{5{,}67y_1 \cdot 6{,}73\, y_1} = 3{,}31 \cdot 10^{-4}\mu_{\sim} y_1^2 k_m f_{Cu1}. \qquad \text{(XIV.11)}$$

Determinând de aici pe y_1 se obține formula care permite să se calculeze y_1 şi prin urmare toate celelalte dimensiuni ale miezului de acest tip, după constanta de timp şi permeabilitatea materialului miezului. Pentru transformatorii de mică putere, care lucrează fără magnetizare continuă, valoarea de calcul a permeabilității este permeabilitatea inițială, iar y_1 se determină din expresia:

$$y_1 = \sqrt{\frac{3{,}02 \cdot 10^3 \tau_1}{k_c f_{Cu1} \mu_{\sim i}}}. \qquad \text{(XIV.12)}$$

Dacă transformatorul lucrează cu magnetizare continuă, în locul permeabilității inițiale se introduce permeabilitatea efectivă, şi y_1 se calculează din formula:

$$y_1 = \sqrt{\frac{3{,}02 \cdot 10^3 \tau_1}{k_c f_{Cu1} \mu_{ai}}}. \qquad \text{(XIV.13)}$$

Valorile $\mu_{\approx i}$, k_m, f_{Cu1}, μ_{ai} care se substitue în aceste formule se iau carespunzător din tabelele XI.1, XIV.3, XIV.6 şi din fig. XI.14.

Dacă miezul se calculează pentru transformatorul cu putere mai mare decât câțiva wați, el trebue verificat la inducția

maximă, la frecvența de lucru inferioară. Verificarea se execută după formulele (XIV.3) sau (XIV.4), în funcție de clasa în care funcționează transformatorul calculat. Dacă în cursul verificării se va dovedi că inducția este mare, y_1 se mărește până la obținerea inducției admisibile.

După calcularea lui y_1 este ușor să se determine toate celelalte dimensiuni ale miezului, în funcție de relațiile adoptate în calcul:

$$y_2 = 1{,}5y_1\,;\; h = 18{,}y_1\,;\; b = 0{,}65y_1\,;\; y_3 = 0{,}65y_1. \quad \text{(XIV.14)}$$

4. *Calculul dimensiunilor miezului în sâmbure*

După cum s'a arătat mai sus, miezul în sâmbure se utilizează mai ales la transformatorii de ieșire de putere medie și mare, a căror putere este aproape totdeauna superioară celei critice, și care funcționează deobicei în clasă B. Deaceea, dimensiunile miezului în sâmbure se determină în funcție de valorile limită admisibile ale inducției, la frecvența de lucru inferioară. Ele pot fi determinate cu ajutorul expresiei (XIV.4).

Pentru determinarea dimensiunilor miezului în sâmbure, cu secțiunea brațului dreptunghiulară, se propun următoarele relații dimensionale, conform datelor indicate mai sus:

$$\frac{hb}{y_1 y_2} = 2\,; \quad \frac{y_2}{y_1} = 1{,}5\,; \quad \frac{h}{b} = 2{,}5 \quad \text{(XIV.15)}$$

De aici se determină y_2, b și h:

$$y_2 = 1{,}5y_1\,;\; b = 1{,}1y_1\,;\; h = 2{,}75y_1. \quad \text{(XIV.16)}$$

Secțiunea netă a brațului și secțiunea netă a cuprului înfășurării primare vor fi:

$$q_c = y_1 y_2 k_m = 1{,}5y_1^2 k_m\,; \quad \text{(XIV.17)}$$

$$q_{Cu1} = hb\,f_{Cu1} \approx 3\,y_1^1 f_{Cu1}\,. \quad \text{(XIV.18)}$$

Pentru simplificarea izolației, înfășurarea primară se așează deobicei deasupra (dacă nu există necesitatea de a alterna înfășurările), pentru a micșora inductanța de scăpări. Lungimea spirei medii a înfășurării primare se poate calcula presupunând raza medie a înfășurării egală cu 0,3 b:

$$l_{Cu1} = 2y_1 + 2y_2 + 0{,}3b2\pi = 2y_1 + 2 \cdot 1{,}5y_1 +$$
$$+ 0{,}3 \cdot 1{,}1y_1 \cdot 2 \cdot 3{,}14 = 7{,}1y_1. \quad \text{(XIV.19)}$$

Substituind valorile obţinute în expresia (XIV.4) şi rezolvând în raport cu y_1 se obţine:

$$y_1 = \sqrt[5]{\frac{1{,}25 \cdot 10^{11}\, P}{B_{mi}^2 \omega_i^2 k_m^2 f_{Cu1}(1-\mu)}}. \qquad \text{(XIV.20)}$$

Celelalte dimensiuni ale miezului se determină în funcţie de y_1.

Prin aceeaşi metodă se pot obţine formulele de calcul, pentru determinarea dimensiunilor miezului în sâmbure, cu secţiunea braţului în trepte. De exemplu, pentru miezul cu secţiunea braţului în trei trepte, secţiunea netă a materialului magnetic va fi:

$$q_c = 0{,}667\, d^2 k_m. \qquad \text{(XIV.21)}$$

Presupunând:

$$hb = 2d^2; \qquad \frac{h}{b} = 2{,}5. \qquad \text{(XIV.22)}$$

va rezulta:

$$b = 0{,}9d;\ h = 2{,}25d. \qquad \text{(XIV.23)}$$

Tabela XIV.7.

Marca şi diametrul conductorului	Valoarea aproximativă a coeficientului de umplere a ferestrei miezului, prin cuprul înfăşurării primare f_{Cu1}			
	$U_0 \leqslant 30$ V	$U_0 = 300 \div 1000$ V	$U_0 = 1 \div 3$ kV	$U_0 = 3 \div 10$ kV
ПЭ 0,05÷0,1 mm	0,08÷0,10	—	—	—
ПЭ 0,1 ÷0,2 mm	0,10÷0,12	0,08÷0,10	—	—
П 0,2 ÷0,5 mm	0,12÷0,15	0,10÷0,12	—	—
ПЭШО 0,1 ÷ 0,2 mm	0,05÷0,08	0,04÷0,06	0,03÷0,05	—
ПЭШО 0,2 ÷ 0,5 mm	0,08÷0,12	0,06÷0,10	0,05÷0,07	0,03÷0,045
ПЭБО,ПШД 0,2 ÷ 0,5mm	0,07÷0,10	0,05÷0,08	0,04÷0,06	0,025÷0,04
ПБД 0,05 ÷ 1 mm	0,08÷0,12	0,07÷0,10	0,05÷0,07	0,03÷0,05

Observaţii: tabela este alcătuită pe baza datelor practice, pentru transformatorii cu izolaţie uscată. In cazul izolaţiei în ulei, coeficientul de umplere din ultimele două coloane ($U_0 = 1 \div 3$ kV şi $U_0 = 3 \div 10$ kV) trebue să se mărească de 1,4 ÷ 1,8 ori. Aceste coloane se referă la transformatorii în sâmbure, la care umplerea ferestrei cu cupru este mai scăzută. Primele două coloane se referă la transformatorii în manta.

Secțiunea netă a cuprului înfășurării primare se va calcula din expresia:

$$q_{Cu1} = hb f_{Cu1} = 2{,}25d \cdot 0{,}9d \cdot f_{Cu1} = 2{,}02d^2 f_{Cu1} \quad \text{(XIV.24)}$$

Presupunând raza medie a înfășurării primare egală cu 0,3 b, lungimea spirei medii se va determina din expresia:

$$l_{Cu1} = \pi(d + 2 \cdot 0{,}3 \cdot 0{,}9d) = 4{,}85d. \quad \text{(XIV.25)}$$

Substituind valorile obținute în formula (XIV.4) și rezolvându-o în raport cu d, se va obține:

$$d = \sqrt[5]{\frac{6{,}4 \cdot 10^{11}\, P}{B_{mi}^2 \omega_i^2 k_m^2 f_{Cu1}(1 - \eta)}}. \quad \text{(XIV.26)}$$

După d se determină apoi celelalte dimensiuni ale miezului.

Mai sus s'a indicat că la proiectarea transformatorilor de ieșire și de modulație de putere, uneori este necesară o abatere dela relațiile indicate; se mărește secțiunea miezului, pentru a micșora inductanța de scăpări a transformatorului.

CAPITOLUL XV

CONSTRUCȚIA ȘI CALCULUL INFĂȘURĂRILOR TRANSFORMATORULUI

§ XV.1. Construcția carcasei transformatorului și materialele folosite

Carcasa, pe care se așează înfășurările transformatorului, se execută deobicei din material izolant cu o rezistență mecanică și o rigiditate dielectrică satisfăcătoare. Materialul din care se execută carcasa trebue să se prelucreze corect și să fie nehigroscopic. Materialul cel mai simplu, care se folosește des pentru carcase, este cartonul electrotehnic (preșpan); se utilizează deasemenea pertinaxul, textolitul, diferite materiale plastice. Carcasele transformatorilor simetrici, cu un înalt grad de simetrie se sudează din tablă de alamă de 0,25 ÷ 0,5 mm grosime. In interior, uneori și în exterior, această carcasă se acoperă, prin lipire, cu un strat de material izolant, având o suficientă grosime pentru a rezista la tensiunea de lucru și la cea de încercare a transformatorului. Pentru a preveni formarea spirei scurtcircuitate, carcasa se execută cu o tăietură longitudinală, care trece prin tub și prin pereții laterali (fig. XV.1) Tubul carcasei trebue să fie deasemenea izolat în interior, deoarece în caz contrar tolele miezului vor scurtcircuita tăietura.

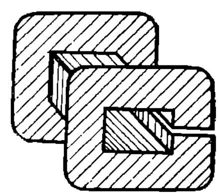


Fig. XV.1. Carcasă din tablă de alamă cu tăietură.

In transformatorii mici de joasă frecvență, de tip asimetric, se utilizează mult bobinarea înfășurărilor „fără carcasă". Prin această metodă de bobinare, înfășurările transformatorului se bobinează pe un tub de material izolant. Infășurările se bobinează în straturi și după fiecare strat se pune un strat izolant, care nu permite ca marginea înfășurării să alunece. Straturile înfășurării nu trebue să ajungă până la marginea stratului izolant, fiind distanțate cu 2 ÷ 6 mm, ceeace este necesar pentru a proteja conductorii înfășurării de deteriorări mecanice și de alu-

necare. Când diametrul conductorului este mic şi stratul izolant este gros, distanţa dela conductorii marginali până la marginea stratului izolant poate fi aceeaşi, atât pentru straturile inferioare cât şi pentru straturile superioare (fig. XV.2). In cazul conductorului gros straturile superioare trebue să fie mai distanţate de margine, aşezând înfăşurările în piramidă, pentru a preveni alunecarea straturilor superioare (fig. XV.3). Infăşurarea fără carcasă este foarte practică dacă se foloseşte un conductor emailat şi este de dorit să se folosească straturi izolante intercalate. Lipsa carcasei ieftineşte transformatorul. Pentru mărirea rezistenţei

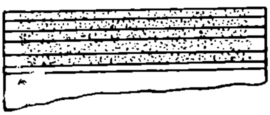


Fig. XV.2. Bobinarea fără carcasă, cu un conductor de diametru mic şi straturi izolante groase.

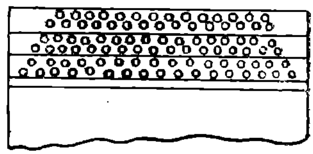


Fig. XV.3. Secţiune prin bobina fără carcasă, cu un conductor gros şi straturi izolante subţiri.

mecanice a înfăşurării fără carcasă, bobina executată trebue să fie impregnată sau fiartă în lac, sau în compoziţie izolantă. Aceasta protejează totodată înfăşurările contra umidităţii. Bobina executată fără carcasă (înainte de impregnare), este reprezentată în fig. XV.4.

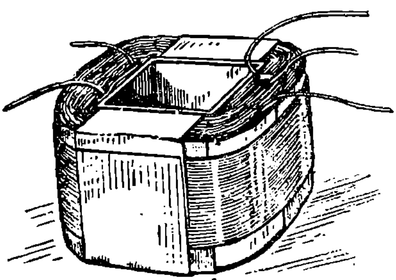


Fig. XV.4. Bobină executată fără carcasă.

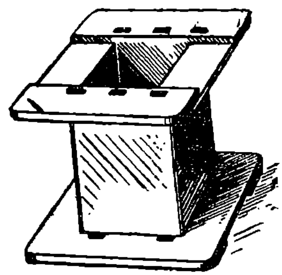


Fig. XV.5. Carcasă presată din material plastic.

In cazul construcţiei simetrice a înfăşurărilor, precum şi în caz că este necesară secţionarea, bobinarea fără carcasă este nepractică deoarece are un coeficient de umplere scăzut. Când se foloseste un conductor cu izolaţie de mătase pentru transformatorii mici, bobinajul în carcasă este preferabil, deoarece în acest caz înfăşurările se pot bobina fără straturi izolante.

La producţia în serie a transformatorilor fără carcasă, tubul pe care se bobinează înfăşurările se execută deobicei la un banc special, din bandă de hârtie, carton sau preşpan. La banc, această bandă se unge cu clei, după care se răsuceşte în forma unui tub rotund, fără fine, prin înfăşurarea oblică a benzii pe un calibru de dimensiunea necesară. Lăţimea benzii şi unghiul de înfăşurare se aleg astfel ca tubul obţinut să aibă grosimea pereţilor egală cu 2 ÷ 3 ori grosimea benzii. Tubul se taie la banc în bucăţi de lungime redusă (1 ÷ 2 m). Până la uscarea definitivă bucăţile de tuburi trec la presă, unde li se imprimă secţiunea pătrată sau dreptunghiulară, corespunzătoare secţiunii miezurilor transformatorilor la care va fi utilizat tubul. După presare şi uscare, tuburile se taie în bucăţi de lungimea necesară, pe care se execută, la bancurile speciale de bobinaj, bobinarea simultană a mai multor (uneori peste zece) bobine fără carcasă.

Când carcasa se construeşte din material plastic, ea se presează integral (fig. XV.5). Uneori, în cursul presării, într'unul din pereţii laterali, sau în ambii, se presează contactele de ieşire, care servesc la sudarea capetelor înfăşurării şi montajului. Pentru scoaterea capetelor înfăşurărilor, se lasă uneori orificii în

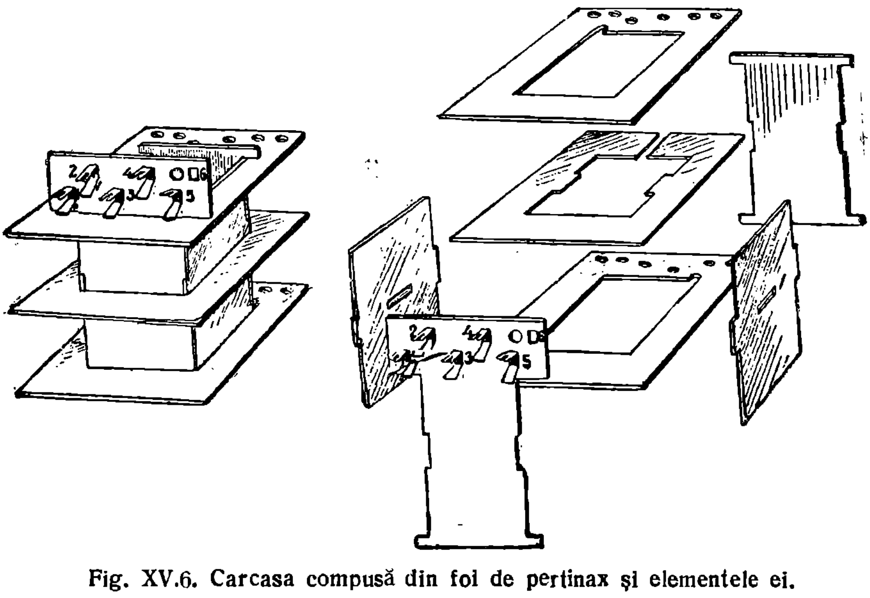


Fig. XV.6. Carcasa compusă din foi de pertinax şi elementele ei.

pereţii laterali. Materialul plastic folosit pentru construirea carcaselor trebue să fie rezistent din punct de vedere mecanic şi nefragil. Presarea carcaselor din material plastic permite confecţionarea lor cu dimensiuni precise (cu abateri mici) şi de mică grosime, ceeace măreşte coeficientul de umplere a ferestrei miezului şi duce la micşorarea consumului de materiale. Presarea

carcaselor din material plastic este însă rentabilă numai în cazul producției în serie, deoarece presa și restul utilajului sunt scumpe.

Carcasa din materiale izolante solide, neflexibile, în foi (pertinax, textolit), se face deobicei compusă din elemente separate, care pot fi ușor ștanțate. Construcția unei astfel de carcase montabile și elementele din care ea se asamblează, sunt indicate în fig. XV.6. După asamblare, această carcasă nu trebue lipită, iar bobinarea înfășurărilor se execută imediat după asamblare. Unul din pereții tubului se execută uneori mai lung și se fixează pe el mici lamele metalice, cu contacte pentru lipirea capetelor înfășurărilor și a sârmelor de conexiuni. Carcasele demontabile sunt recomandabile pentru transformatorii de dimensiuni mici și medii, cu secțiunea brațului dreptunghiulară.

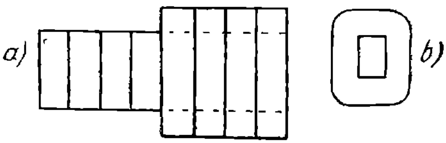


Fig. XV.7. Confecționarea carcasei din preșpan. a) croiala tubului carcasei ; b) plăcuță laterală.

In cazul confecționării carcasei din preșpan se taie din foaia de preșpan de grosime necesară (0,3 ÷ 0,5 mm), după un model de formă specială (fig. XV.7), prefabricatul pentru tubul carcasei. După aceea el se răsucește și se încleiază. Stratul superior se face mai lung și se taie pe margini la colțuri. Pe tubul încleiat se îmbracă două dreptunghiuri de preșpan, sau de alt material, care au forma plăcuței laterale. Indoind marginile crestate ale tubului și ungându-le cu clei se așează bucăți de preșpan în intervalele formate între marginile îndoite ale tubului. Se încleiază bucățile introduse și la exterior se aplică din nou câte o plăcuță, de forma plăcuței laterale. Apoi se presează părțile laterale obținute, și carcasa se usucă. Plăcuțele laterale se țin foarte bine de această carcasă, deoarece sunt ținute în loc prin marginea cartușului încleiată în interior. La confecționarea carcasei secționate, afară de cele două plăcuțe laterale se fixează pe tub și numărul necesar de plăcuțe intermediare. După presarea plăcuțelor laterale, se fixează plăcuțele intermediare, la distanța necesară, printr'un strat sau două de bandă subțire de preșpan, de lățime cuvenită, bobinată pe cartuș între fiecare două plăcuțe (fig. XV.8).

Carcasele pentru bobinarea în disc se execută deobicei în formă de tub, cu o singură plăcuță laterală. Se așează pe acest tub secțiile înfășurărilor transformatorului, împreună cu garniturile izolante, apoi se îmbracă peste înfășurare al doilea perete

lateral, care se lipeşte de tub. Dacă înfăşurările nu au acoperit carcasa pe întreaga ei lungime înainte de îmbrăcarea celui de al doilea perete lateral se adaugă cantitatea necesară de garnituri.

Dacă tensiunea anodică a etajului depăşeşte 2÷2,5 kV, pentru mărirea rigidităţii dielectrice a transformatorului, înfăşurarea anodică (primară) se aşează deobicei pe o carcasă separată, care se îmbracă fără strângere pe carcasa inferioară, sau pe tubul ce poartă înfăşurarea secundară. Pentru a evita pericolul de străpungere a izolaţiei dintre înfăşurare şi miez, pereţii laterali ai carcasei se execută dintr'un material mai gros şi se dispun la oarecare distanţă de marginea tubului (fig. XV. 9). Aceasta împiedecă apariţia conturnării dela înfăşurare la miez pe suprafaţa dielectricului. Grosimea tubului carcasei şi a pereţilor interiori este determinată de tensiunea de lucru a transformatorului, cum şi de rezistenţa mecanică necesară şi este indicată în tabela XV. 1.

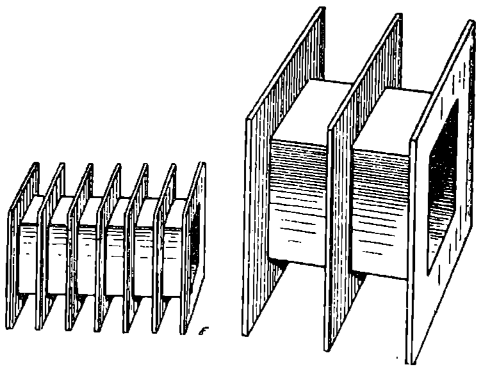


Fig. XV.8. Carcase de preşpan lipite.

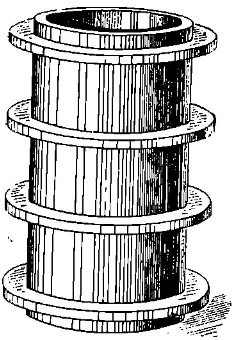


Fig. XV.9. Carcasă pentru înfăşurări cu tensiunea de lucru ridicată.

Pentru lipirea carcasei şi pentru lipirea pereţilor de tub, trebue să se folosească cleiuri nehigroscopice neutre (care nu conţin acizi liberi, baze şi săruri minerale). Prezenţa combinaţiilor chimice indicate reduce brusc rezistenţa cleiului, rigiditatea lui dielectrică şi provoacă coroziunea conductorului înfăşurărilor.

Folosirea cleiului de tâmplărie, pentru lipirea carcasei, poate fi admisă doar în cazurile când tensiunea între înfăşurări, sau în înfăşurările transformatorului, nu depăşeşte 100÷250 V şi când transformatorului i se impun condiţii mai uşoare în ce priveşte rezistenţa izolaţiei şi rigiditatea dielectrică. Chiar şi în aceste cazuri, se admite numai folosirea unui clei de calitate superioară. Pentru lipirea carcaselor transformatorilor, cu tensiunea de lucru de mai

multe mii de volţi nu se poate folosi cleiul de tâmplărie, deoarece acesta măreşte posibilitatea străpungerii dintre înfăşurarea transformatorului şi miez, prin stratul de clei, chiar în cazul când grosimea izolaţiei este suficientă. Aceasta se explică prin înalta higroscopicitate a cleiului de tâmplărie.

Deaceea, lipirea carcaselor pentru transformatori, mai ales pentru cei cu tensiunile de lucru ridicate, trebue să se execute cu lac izolant, cu o capacitate de lipire suficientă (de exemplu lac de bachelită), sau cu un clei special, care are o bună stabilitate la umiditate şi proprietăţi izolante satisfăcătoare (de exemplu clei „Б Ф"). După lipire, carcasa trebue să fie bine uscată, sau supusă tratamentului termic, după cum este cazul.

Pentru obţinerea unei rigidităţi dielectrice suficiente, grosimea tubului şi a pereţilor laterali ai carcasei, precum şi a izolaţiei dintre înfăşurări, trebue să corespundă tensiunii de lucru. Grosimea minimă a tubului, a pereţilor şi a izolaţiei dintre în-

Tabela XV.1.

Tensiunea anodică, în V	Tensiunea de încercare între înfăşurări, în kV eficaci la 50 Hz	Grosimea pereţilor laterali, în mm	Grosimea pereţilor intermediari, în mm	Grosimea izolaţiei dintre înfăşurări, în mm	Grosimea tubului carcasei de înaltă tensiune, în mm	Interstiţiul dintre carcasa de înaltă tensiune şi înfăşurarea de joasă tensiune, în mm	Distanţa dintre peretele lateral şi marginea carcasei, în mm
250	1	2÷3	1,5÷2	0,5÷0,7	—	—	—
500	2	3÷4	2÷2,5	1÷1,5	—	—	—
1000	4	4÷5	2,5÷3	2÷3	—	—	—
2000	7	5÷6	3÷4	3÷4	—	—	3÷5
3000	10	6÷8	4÷5	—	4	4	7÷10
5000	15	8÷10	4÷5	—	4	4	10÷12
7000	20	10÷12	4÷5	—	6	6	15÷18

făşurări, necesară obţinerii unei suficiente rigidităţi dielectrice, este indicată în tabela XV.1, întocmită pe baza datelor practice. Dacă mărimea indicată în tabelă nu asigură rezistenţa mecanică a carcasei, ea se măreşte, atât cât trebue.

Datele indicate în tabelă, pentru tensiunile până la 3000 V inclusiv se referă la transformatorii uscaţi. Pentru tensiunile de

5000 şi 7000 V datele sunt indicate pentru transformatorii cu izolaţie în ulei.

Grosımea tubului carcasei de joasă tensiune, precum şi grosimea tubului carcasei comune, (în cazurile când înfăşurările se bobinează pe o carcasă comună) se determină în funcţie de rezistenţă mecanică nesesară, şi variază dela 0,5 mm, pentru transformatorii foarte mici, până la $3 \div 4$ mm. pentru transformatorii de dimensiuni mari.

Pentru înfăşurarea de înaltă tensiune carcasa separată se foloseşte deobicei la tensiuni anodice de cel puţin 3000 V. La aceste tensiuni, puterea transformatorului de ieşire este însemnată şi este raţional să se folosească miezul în sâmbure, cu secţiunea în trepte şi prin urmare carcase rotunde pentru înfăşurări. In aceste cazuri, un material foarte indicat pentru tubul carcasei este ţeava de pertinax, de grosime corespunzătoare grosimii necesare a pereţilor. Prin folosirea acestei ţevi, grosimea tubului indicată în tabelă poate fi redusă cu $20 \div 30$ %.

Unul dintre cele mai bune materiale pentru pereţii laterali ai carcasei este partinaxul în foi, din care se ştanţează sau se strunjesc pereţii; textolitul, cu toate că are o rezistenţă mecanică mai mare, are proprietăţi izolante mai slabe şi este mai higroscopic. Deaceea el nu se foloseşte la tensiuni înalte. Un material bun este preşpanul, cu condiţia de a-l fierbe în compoziţie izolantă, sau în lac. Pentru ieftinirea pereţilor laterali, dacă grosimea lor depăşeşte $3 \div 4$ mm, ei se confecţionează uneori din placaj, fiert deasemenea în compoziţii izolante sau în lac. Când cleiul folosit la fabricarea placajului este de bună calitate, aceşti pereţi laterali au o rigiditate dielectrică suficientă. Pereţii din placaj se acoperă, prin lipire pe ambele părţi, cu un strat de preşpan în grosime de $0,5 \div 1$ mm.

O metodă sigură şi ieftină de confecţionare a pereţilor pentru carcasele rotunde este obţinerea lor prin lipirea unei benzi de hârtie sau preşpan, răsucit în spirală. Folosirea cleiului de tâmplărie pentru încleierea acestor pereţi este absolut inadmisibilă. Chiar dacă au o grosime foarte mare pereţii încleiaţi cu clei de tâmplărie sunt străpunşi la tensiuni foarte mici, deoarece descărcarea are loc prin stratul de clei, care leagă spirele tubului. Chiar în cazul folosirii pentru lipirea acestor plăcuţe a cleiului cu proprietăţi izolante satisfăcătoare, rigiditatea dielectrică este simţitor mai scăzută decât a pereţilor confecţionaţi dintr'un material compact.

Dacă înfăşurarea de înaltă tensiune este formată din secţii bobinate separat, dimensiunile pereţilor laterali şi ale carcasei se iau deasemenea din tabela XV.1. In acest caz, în loc de pereţi

intermediari, între diferitele secții se așează discuri de preșpan sau pertinax. Grosimea discurilor se ia între 1 și 2,5 mm, în funcție de tensiunea dintre secții.

Carcasa exterioară de înaltă tensiune, în cazurile când între ea și înfășurarea de joasă tensiune există un joc, se fixează de obicei prin introducerea unor tacheți de partinax, de grosimea jocului. Uneori capetele libere ale carcaselor de înaltă tensiune se așează în caneluri inelare, făcute din plăcuțe de pertinax sau de lemn, fixate pe miez.

§ XV.2. Construcția înfășurărilor și materialele folosite pantru ele.

1. *Tipurile conductorilor folosiți pentru înfășurări.*

Pentru înfășurările transformatorilor de joasă frecvență se folosesc conductori izolați, trefilați din cupru electrolitic. Când secțiunea netă a conductorului este mai mică de 3 mm^2 se folosește conductorul de secțiune rotundă; pentru secțiuni mai mari este mai practică folosirea conductorului de secțiune dreptunghiulară, care se bobinează pe lat.

Sorturile cele mai uzitate de conductori pentru transformatorii de joasă frecvență sunt următoarele:

1. Conductorul cu izolație de email obișnuit rezistent la acțiunea agenților externi (пэ, пэл).
2. Conductorul emailat, acoperit cu un strat de mătase (пешо, пэлпшо).
3. Conductorul emailat, acoperit cu un strat de bumbac (пэбо, пелбо).
4. Conductorul acoperit cu două straturi de mătase (пшд).
5. Conductorul acoperit cu două straturi de bumbac (пбд).

Conductorii cu izolație simplă de mătase (пшо) și de bumbac (пбо) nu se folosesc aproape deloc, din cauza nestabilității mecanice a izolației, care se deplasează în cursul bobinării, lăsând conductorii descoperiți în anumite puncte.

La transformatorii mici și medii, de joasă frecvență, care lucrează cu tensiuni până la 500 V pe înfășurare sau între înfășurări, se utilizează aproape exclusiv conductorul emailat. Conductorul emailat este mult mai ieftin iar grosimea stratului său de izolație este mult mai mică decât a conductorilor cu alte feluri de izolație. Aceasta are o importanță primordială la transformatorii mici, în care se folosesc conductori cu diametru redus. Folosirea conductorului cu izolație de bumbac sau chiar de mătase, cu diametrul de 0,5÷0,15 mm (fără a mai lua în con-

sideraţie costul mai ridicat, în comparaţie cu conductorul emailat de aceeaşi grosime), are un coeficient de umplere a ferestrei miezului foarte mic. Aceasta măreşte dimensiunile transformatorului, ceeace îl scumpeşte şi mai mult. Când se bobinează un conductor emailat de 0,7÷1 mm pe carcasa unui transformator mic, care are raze de racordare mici, izolaţia poate să crape. Deaceea, în cazul când conductorul are un diametru mare, pentru a preveni rebutul provocat de scurtcircuitarea spirelor înfăşurării, se folosesc conductori cu izolaţie combinată (пэшо, пелшо, пэ о, пелбо) cu tot costul lor mai ridicat. Când diametrul conductorului este mare, chiar dacă conductorul are izolaţie dublă de mătase sau de bumbac, coeficientul de umplere a ferestrei miezului este satisfăcător.

La tensiunile de lucru a tranformatorului până la 1÷2 kV se admite folosirea conductorului emailat, dar din cauza rezistenţei mecanice şi a rigidităţii dielectrice scăzute a emailului, bobinarea trebue să se execute în mod obligator în straturi, cu aşezarea unui strat izolant după fiecare strat de înfăşurare.

La tensiuni de lucru mai ridicate, pentru mărirea rigidităţii dielectrice a înfăşurării, se foloseşte: în cazul dimensiunilor mici (0,2÷0,5 mm), conductorul cu izolaţie mixtă sau cu izolaţie dublă de mătase, iar la diametri mari, conductorul cu izolaţie dublă de hârtie, sau conductorul profilat de secţiune dreptunghiulară, acoperit deobicei cu două sau trei straturi de ţesătură de bumbac.

Tabela diametrilor standardizaţi ai conductorilor din cupru roşu izolaţi, de secţiune circulară, cu indicarea secţiunii nete, a greutăţii, rezistenţei şi grosimii conductorului cu izolaţie, este dată în capitolul XVIII (tabela XVIII.4) Tot acolo se dă şi tabela preţurilor en-gros, pentru mărcile cele mai utilizate şi a diametrilor conductorilor de înfăşurare (tabela XVIII.3)

2. *Construcţia şi aşezarea înfăşurărilor.*

Infăşurările pot fi aşezate una deasupra alteia, în formă de straturi cilindrice (construcţia înfăşurărilor stratificată sau cilindrică) fig. XV.10 *a*, sau una alături de cealaltă, în formă de discuri separate prin garnituri izolante (construcţia înfăşurărilor în discuri, fig. XV.10 *b*).

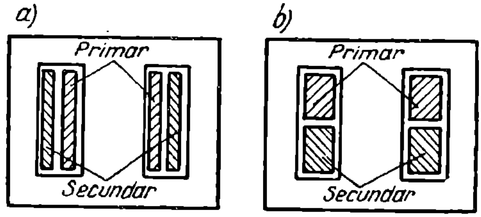


Fig. XV.10. Aşezarea înfăşurărilor în transformator: *a*) stratificată (cilindrică); *b*) în discuri.

Pentru micşorarea inductanţei de scăpări a transformatorului se

împart uneori înfăşurările lui în mai multe părţi ce se aşează alternativ; alternarea se foloseşte atât în cazul înfăşurărilor în straturi, cât şi în discuri (fig. XV.11). In cazul înfăşurării stratificate, numărul total al părţilor alternante se alege rareori mai mare de 3, deoarece la un număr mai mare de părţi se scumpeşte uzinajul şi se măreşte numărul de operaţii de control intermediar, la care sunt supuse bobinele. In cazul construcţiei în discuri, folosită rar în prezent, din cauza unui cost mai ridicat al uzinajului şi a unei rezistenţe mecanice mai mici, deobicei numărul secţiilor nu este mai mare de 7—9.

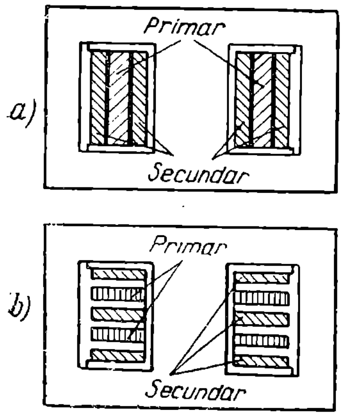


Fig. XV.11. Alternarea înfăşurărilor, pentru micşorarea inductanţei de scăpări a transformatorului: *a*) înfăşurarea alternantă în straturi; *b*) înfăşurarea alternantă în discuri.

Numărul secţiilor înfăşurărilor alternante se alege deobicei nepereche, deoarece astfel se obţine o inductanţă de scăpări mai mică decât în cazul numărului pereche (v. punctul 5, paragraful XV.6)

3. *Metodele de bobinare a înfăşurărilor.*

Bobinarea conductorului se poate executa prin două metode: spirele conductorului se aşează compact una lângă alta, în rânduri drepte, ca aţa pe mosor; sau bobinarea se execută desordonat (spirele se aşează neregulat). Prima metodă de bobinare se numeşte bobinarea în strat, sau spiră lângă spiră, iar cea de a doua metodă bobinarea neregulată.

Bobinarea în strat se execută deobicei la maşini de bobinaj speciale, cu ghidaj automat, avansul reglându-se în funcţie de diametrul conductorului bobinat. In cazul folosirii bobinării fără carcasă, maşinile cu ghidaj automat permit să se execute simultan bobinarea mai multor transformatori identici (până la 10) pe un tub comun. Pentru aceasta, se fixează pe tub atâtea capete separate ale conductorului câte bobine se execută concomitent, la o distanţă unul de altul puţin mai mare decât lăţimea stratului înfăşurării. După bobinarea unui strat se aşează un strat de hârtie comun, pe toată lungimea tubului, iar bobinarea se continuă astfel până la sfârşit, după care capetele se fixează. Aşezând izolaţia comună dintre înfăşurări se bobinează în acelaşi fel şi înfăşu-

rarea a doua. Se ia tubul bobinat de pe maşină şi se taie în bobine separate cu ajutorul unui ferestrău circular sau cu panglică.

La transformatorii mici bobinajul în strat se foloseşte numai cu conductor emailat. Pentru evitarea scurtcircuitării spirelor, după fiecare strat bobinat se pune un strat de hârtie, a cărui grosime este funcţie de diametrul conductorului bobinat. In cazul conductorului de 0,1 ÷ 0,2 mm diametru, se ia un strat de 0,03 ÷ 0,05 mm. grosime; în cazul conductorului de 0,5 ÷ 0,7 mm. grosimea stratului izolant se măreşte până la 0,1 ÷ 0,15 mm. Acest strat nu numai că măreşte rigiditatea dielectrică, dar permite să se menţină aşezarea corectă a spirelor straturilor ulterioare, dacă straturile precedente nu au fost aşezate regulat, reţinând deasemenea dela alunecare, spirele marginale ale stratului.

La bobinarea în strat a transformatorilor mici şi medii din sârmă emailată, practic nu se întâmplă rebutarea lor din cauza scurtcircuitării spirelor. Bobinarea în strat costă mai scump decât bobinarea neregulată, dar în cazul producţiei în serie aceasta se recuperează prin mecanizarea procesului de bobinare, prin micşorarea rebutării din cauza spirelor scurtcircuitate şi prin mărirea rigidităţii dielectrice.

Când se folosesc conductori cu izolaţie dublă sau mixtă pentru transformatorii mici, bobinarea în strat nu se utilizează aproape niciodată, deoarece se obţine o rigiditate dielectrică suficientă şi cu bobinarea neregulată care este mai ieftină, iar rebutul din cauza spirelor scurtcircuitate practic lipseşte.

La transformatorii de ieşire cu o putere însemnată (de aproximativ 1 kW şi mai mult), tensiunile dintre spire, în cazul fenomenelor tranzitorii, sunt atât de mari, încât izolaţia de email a conductorului se dovedeşte a avea o insuficientă rigiditate dielectrică. Deaceea, la aceşti transformatori se folosesc conductori cu izolaţie mixtă, care se bobinează în strat, folosindu-se straturi izolante intercalate. Pentru micşorarea tensiunii între straturi, precum şi pentru micşorarea capacităţii distribuite a transformatorului, înfăşurarea se împarte în mai multe secţii, legate în serie. In transformatorii de dimensiuni mijlocii aceste secţii se bobinează uneori direct pe carcasă, împărţind-o în compartimente, prin pereţi intermediari (fig. XV.12).

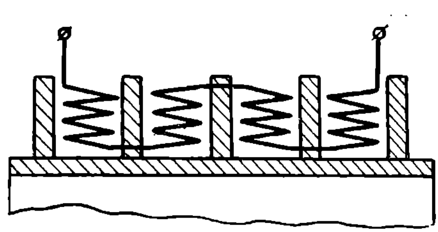


Fig. XV.12. Bobinarea şi legarea secţiilor înfăşurării primare a unui transformator cu tensiune de lucru ridicată.

Pentru a putea lega capătul inferior al unei secții cu capătul inferior al secției învecinate, iar capătul superior cu capătul superior al secției învecinate, cum se arată în fig. XV.12, secțiile carcasei se bobinează pe sărite la mașina de bobinaj (din două în două secții) După aceasta, carcasa se așează invers și se bobinează secțiile rămase. La această metodă de bobinare lipsește conductorul de conexiune, între capătul superior al unei secții și capătul inferior al secției învecinate și care este deseori cauza scurtcircuitării secției. Metoda bobinării cu răsturnarea carcasei se folosește deasemenea pentru bobinarea transformatorului în contratimp, cu jumătățile înfășurării simetrice. Executarea se face astfel, ca ambele capete ale jumătăților înfășurării, care merg spre grilele sau spre anozii ambelor brațe ale schemei în contratimp, să fie capetele superioare ale secțiilor din margine ale carcasei.

Secțiile pentru transformatorii de ieșire și de modulație mari se bobinează deseori pe un calibru special, care are un șir de crestături radiale, ce servesc la legarea secției. Legarea se execută prin introducerea în crestături a unei sfori rezistente, care se trece dintr'o parte în cealaltă în timpul bobinării în mai multe straturi. După terminarea bobinării, capetele se întind și se leagă. Pentru a mări rigiditatea dielectrică și protecția mecanică împotriva deteriorărilor, secțiunea bobinată se acoperă în exterior cu o bandă de hârtie de cablu, pânză lăcuită, sau panglică de bumbac. Secțiile terminate se așează pe tubul izolant și se leagă în serie.

După cum s'a indicat, bobinarea neregulată se folosește la transformatorii mici, uitlizând conductori cu izolație supradimensionată (дэшо, пэБо, пшд, etc). In acest caz nu se folosesc deobicei, straturi de hârtie.

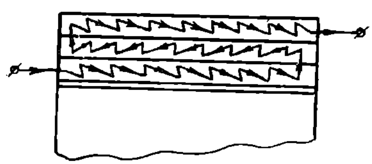


Fig. XV.13. Bobinarea neregulată, cu straturi izolante.

Bobinarea neregulată se folosește uneori și pentru conductorul emailat, când producția transformatorilor în serie și folosirea mașinilor de bobinare cu ghidaj automat nu este justificată din punct de vedere economic. In acest caz, înfășurările așezându-se în straturi, înfășurarea se execută neregulat într'un strat gros, mișcând conductorul ce se bobinează treptat, dela o margine a bobinei la cealaltă. După ce se bobinează un astfel de strat, se așează stratul de hârtie și se bobinează stratul următor, deplasând conductorul în sens invers (fig. XV.13.) In cazul bo-

binării fără carcasă, stratul trebue să fie la o depărtare de mai mulți milimetri de marginea stratului izolant, pentru a evita alunecarea înfășurării, iar straturile izolante trebue să fie suficient de rigide. In cazul bobinării în carcasă este mai bine sa se ia lățimea straturilor izolante cu câțiva mm mai mare decât lățimea carcasei, și deasemenea este recomandabil ca ele să se facă cu tăieturi dese din ambele părți pe o adâncime de 2—3 mm. In cazul când se bobinează conductorul pe astfel de straturi izolante, nu apare niciun gol lângă marginea carcasei, ceeace micșorează pericolul de pătrundere a spirelor dintr'un strat într'altul și micșorează procentajul de rebutare a bobinelor transformatorului, în urma scurtcircuitării spirelor. Numărul total de straturi izolante, pentru înfășurarea bobinată neregulat, cu conductor emailat, variază deobicei între 2 și 8, în funcție de numărul spirelor și de tensiunea de lucru a înfășurării.

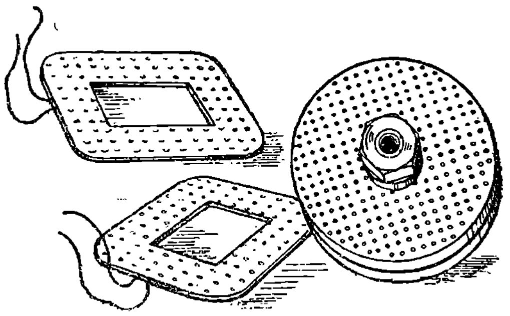


Fig. XV.14. Șablon pentru bobinarea secțiilor și secțiile executate.

In cazul bobinării în discuri a transformatorilor de intrare. de cuplaj între etaje, și a transformatorilor de ieșire mici, secțiile se bobinează neregulat, fără straturi izolante, la un șablon special, constituit din două discuri metalice, șlefuite pe partea interioară, prevăzute pe toată suprafața lor cu un număr mare de orificii (fig. XV.14) Intre discuri se așează o placă metalică, egală în grosime cu grosimea secției, și care are forma și dimensiunile orificiului interior al secției. Șablonul este strâns prin două piulițe, înșurubate la ambele capete ale unui tubușor filetat, ce trece prin centrul discurilor și plăcii și se îmbracă pe axul mașinii de bobinaj. Pentru a proteja suprafața interioară și cea exterioară a secției de deteriorări mecanice, înainte și după bobinare, în șablon se așează câteva spire de ață sau bandă de hârtie subțire, care rămân pe secție. După bobinare, șablonul cu secția se scufundă în parafină topită, sau în alte compoziții izolante, care se solidifică după răcire. Acestea pătrund în secție prin orificiile din discuri. Șablonul se ține în compoziția izolantă până când bulele de abur și de aer încetează să se degaje. După ce se scoate șablonul, se răcește, piulițele de strângere se deșu-

rubează şi prin lovituri uşoare se desprind discurile de suprafaţa secţiei. Când grosimea conductorului este de cel mult 0,2÷0,25 mm şi grosimea secţiei de cel puţin 2÷2,5 mm, aceste secţii au o rezistenţă mecanică cu totul satisfăcătoare, cu condiţia să fie fixate cu aţă capetele de ieşire ale conductorului.

4. *Scoaterea în afară a capetelor înfăşurărilor*

Capetele exterioare ale înfăşurărilor transformatorului, când diametrul conductorului este de cel puţin 0,2 · 0,5 mm, se pot executa chiar cu conductorul înfăşurării. Pentru o mai deplină garanţie împotriva ruperii capetelor de ieşire, în timpul păstrării bobinelor şi la asamblare, este bine ca acestea să se facă dintr'un conductor flexibil, izolat, multifilar, de diametru şi secţiune mici. Când grosimea conductorului înfăşurării este redusă, capetele se execută uneori din conductori monofilari subţiri, izolaţi, cu diametrul de 0,2÷0,3 mm, care se sudează. Conductorul de ieşire trebue să fie înfăşurat odată sau de două ori în jurul bobinei transformatorului. Deasemenea el trebue să fie bine sudat la conductorul înfăşurării, iar locul sudurii trebue să fie bine izolat printr'o făşie de hârtie îndoită, sau cu ţesătură lăcuită, subţire, încleiată cu lac izolant. Lipirea capetelor de ieşire, precum şi lipirea conductorului în interiorul înfăşurării, trebue să se execute cu un aliaj bun, având o cantitate suficientă de cositor şi cu decapant fără acizi, de exemplu colofoniu. Folosirea pastei de lipit sau a decapanţilor acizi este inadmisibilă, deoarece provoacă după un timp oarecare oxidarea locului de lipire, iar în cazul conductorilor subţiri chiar şi ruperea conductorului, în locul lipiturii. Ca să nu se poată rupe capetele de ieşire la o întindere accidentală, ele trebue să fie bine legate la bobina transformatorului, prin câteva spire de aţă rezistentă. Pentru izolarea şi protecţia mecanică a capetelor de ieşire se îmbracă deobicei pe ele o cămaşă izolantă de diametru potrivit, impregnată cu lac, sau un tub subţire de clorvinil. Nu trebue să se folosească în acest scop tuburi de cauciuc, deoarece sulful din cauciucul vulcanizat atacă suprafaţa conductorului dând sulfatul de cupru; atacul avansând face conductorul fragil şi casant.

In cazul bobinării în straturi în carcase, capetele înfăşurărilor transformatorilor mici se scot prin orificiile pregătite în prealabil în pereţii carcasei, aşezate astfel ca legăturile necesare şi montarea transformatorilor să fie uşor de executat. La transformatorii cu tensiuni de lucru ridicate, capetele înfăşurărilor se scot deobicei direct din secţie, fără a perfora pereţii laterali ai carcasei, pentru a depărta locul de scoatere în afară a capătului de ieşire, din miezul transformatorului.

După asamblarea transformatorului şi legarea capetelor secţiilor, acele legături care nu sunt supuse racordării la circuitul exterior se izolează prin îmbrăcarea cu tub izolant, lipit cu lac. Capetele de ieşire care se folosesc pentru montaj, se conectează la borne de ieşire. Acestea permit să se realizeze cu uşurinţă, şi în mod sigur, conexiunea între conductorul de ieşire şi sârma de conexiune din schemă. La transformatorii mici, aceasta se realizează cu ajutorul bornelor sau al ploturilor, (o asemenea construcţie este reprezentată în fig. XV.15). Aceste borne sau ploturi sunt piese ştanţate din foi de alamă subţire. Ele au două capete cositorite, dintre care la unul se lipeşte conductorul de ieşire, iar la celălalt, sârma de conexiune. Plotul se fixează pe o bandă de material izolant, direct sau cu ajutorul prelungirilor. Borna se fixează pe plăcuţa izolantă, cu ajutorul unui disc obişnuit, sau cu gol interior. Plăcuţa izolantă, împreună cu plotul sau borna se prinde cu şuruburi sau cu nituri de miez, de plăcuţele de strângere, sau de carcasa de strângere a transformatorului (fig. XIV.15).

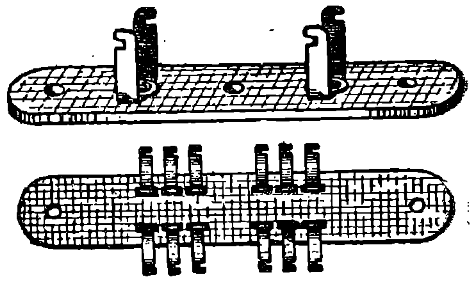


Fig. XV.15. Plăcuţa cu borne (sus), plăcuţa cu ploturi (jos).

La transformatorii ecranaţi cu blindaj exterior se folosesc uneori, pentru simplificarea asamblării şi a reviziei, aşa numitele pene de trecere, care sunt constituite dintr'o bandă de alamă răsucită în formă de tub, care trece printr'un jghiab în partea superioară. Capătul inferior al penei se presează în marginea peretelui lateral al carcasei, şi după bobinare, conductorul de ieşire se lipeşte de pană. La asamblarea transformatorului, capetele penelor, de care se lipesc conductorii de legătură ai montajului, se trec prin orificiile executate în blindaj. Pentru izolarea faţă de blindaj pana se îmbracă într'un tub izolant.

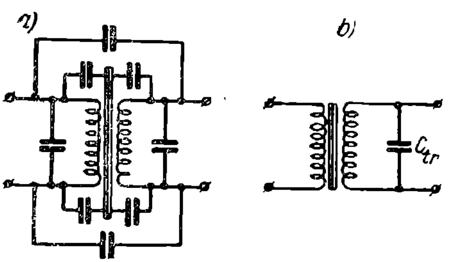


Fig. XV.16. Inlocuirea capacităţilor transformatorului prin capacitatea echivalentă C_{tr}.

La transformatorii de mare putere, cu tensiune de lucru ridicată, capetele de ieşire ale înfăşurării se sudează de un conductor sau de o bandă groasă de cupru, fixată cu un capăt de peretele lateral al carcasei, cât mai departe de miez şi chiar de secţia înfăşurării. Un alt capăt al benzii sau al conductorului se lipeşte la un papuc de cablu, prins sub piuliţa izolatorului montat pe o bucată de oţel cornier, sau pe o platbandă care strânge jugul transformatorului. La transformatorii în ulei, banda sau conductorul de ieşire se prevăd cu papuci de cablu, care se fixează prin piuliţa izolatorului de trecere, montat pe capacul cuvei, de care se fixează şi transformatorul.

Sârma de conexiune, prevăzută deasemenea cu papuc de cablu, se fixează de acelaş izolator, printr'o altă piuliţă.

§ XV.3. Capacitatea proprie a transformatorului

Infăşurările transformatorului constituite dintr'un conductor lung izolat bobinat au o capacitate distribuită importantă. In afară de capacitatea distribuită a înfăşurărilor, în transformatori există o serie de alte capacităţi (fig. XV.16 *a*), şi anume: capacitatea între înfăşurarea primară şi cea secundară, între înfăşurări şi miez, între înfăşurări şi ecran.

Toate capacităţile indicate influenţează caracteristica de frecvenţă şi de fază a transformatorului, dar într'o măsură diferită. In majoritatea cazurilor în practică, toate aceste capacităţi pot fi înlocuite printr'una singură, conectată la capătul înfăşurării secundare a transformatorului şi care produce acelaşi efect. (fig. XV.16 b). Această capacitate echivalentă C_{tr} se numeşte capacitatea proprie a transformatorului. Valoarea ei poate fi cu uşurinţă măsurată sau calculată după datele măsurărilor. Calculul direct al capacităţii proprii este foarte complex şi neprecis şi deaceea nu se foloseşte niciodată în practică.

In prima parte a cărţii s'a arătat că raportul de transformare al transformatorului de intrare sau de cuplaj între etaje, si prin urmare şi factorul de amplificare al etajului cu astfel de transformator este cu atât mai mare, cu cât este mai redusă capacitatea totală care încarcă înfăşurarea secundară. Deoarece partea principală a capacităţii totale o constitue capacitatea proprie a transformatorului C_{tr}, este de dorit ca aceasta să fie pe cât posibil mai mică. Pentru micşorarea capacităţii C_{tr} este necesar să se micşoreze diferitele ei componente.

Componenta principală a capacităţii proprii este capacitatea distribuită a înfăşurării, în special la înfăşurările cu un număr mare de spire.

tribuită a înfăşurării, în cazul înfăşurării simple din conductori emailaţi cu un număr redus de straturi izolante subţiri şi cu un număr de spire de aproximativ 10000 ÷ 15000, este deobicei situată între 100 şi 200 μμF. Mărimea acestei capacităţi depinde mult de metoda de bobinare, de dimensiunile înfăşurării şi de modul în care se conectează capetele transformatorului în montaj. Capacitatea distribuită se micşorează dacă se foloseşte un conductor cu o izolaţie mai groasă (пэшо, пшд, пэбо). Totuşi, aceste calităţi de conductori nu se folosesc aproape deloc în transformatorii de intrare şi de cuplaj între etaje din cauza costului ridicat şi al coeficientului de umplere scăzut. Capacitatea distribuită se micşorează deasemenea prin mărirea numărului de straturi izolante din înfăşurare.

Pentru micşorarea capacităţii distribuite a înfăşurării este necesar să se îndeparteze una de alta spirele, între care există

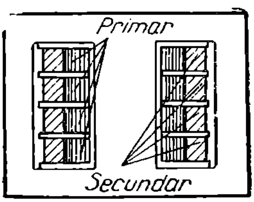


Fig. XV.17. Secţionarea înfăşurărilor, pentru micşorarea capacităţii proprii a transformatorului

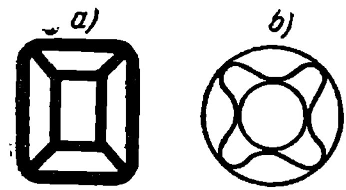


Fig. XV.18. Pereţi pentru separarea secţiilor transformatorului bobinat în discuri; *a*) perete ştanţat din foaie de preşpan: *b*) perete lipit din bandă de preşpan.

o mare diferenţă de potenţial. Pentru aceasta este suficient să se împartă înfăşurarea în mai multe secţii legate în serie (fig. XV.17). Secţionarea înfăşurării micşorează foarte mult capacitatea distribuită, reducând-o în cazul a trei patru secţii, până la 15÷25 μμF. Mărirea mai departe a numărului secţiilor nu are niciun sens, deoarece rolul principal îl au acum capacităţile dintre înfăşurări şi miezul transformatorului.

Se poate obţine micşorea capacităţii dintre înfăşurări şi a capacităţii faţă de miez, prin mărirea grosimii tubului carcasei şi a grosimii izolaţiei dintre înfăşurări. Mărirea grosimei izolaţiei dintre înfăşurări influenţează puternic capacitatea proprie a transformatorului cu înfăşurări secţionate, deoarece în acest transformator, capacitatea dintre înfăşurări este componenta principală a capacităţii proprii. Această posibilitate este totuşi limitată de mărirea inductanţei de scăpări şi de micşorarea coeficientu-

lui de umplere a ferestrei miezului. Folosirea materialului izolant cu constantă dielectrică redusă, permite deasemenea să se micşoreze capacitatea proprie a transformatorului. In acest scop, în cazul înfăşurării în discuri, pereţii care separă secţiile înfăşurării primare şi secundare se fac cu orificii mari, sau chiar din bandă de preşpan, aşezată pe muchie (fig. XV.18).

In cazul bobinării în disc, prin alternarea înfăşurărilor, precum şi prin folosirea unui mare număr de secţii, se măreşte capacitatea dintre înfăşurări. Deaceea, un număr prea mare de alternări sau secţii este dăunător, nu numai din punct de vedere al creşterii cheltuelilor de producţie, dar şi din punct de vedere al măririi capacităţii proprii a transformatorului.

Unul dintre cele mai perfecţionate tipuri de înfăşurări, sub raportul capacităţii proprii, este înfăşurarea în straturi fără alternarea înfăşurărilor cu divizarea în 4 ÷ 5 secţii de înfăşurare. In cazul înfăşurării de acest tip, transformatorii de dimensiuni medii, cu înfăşurarea secundară din sârmă emailată cu 10000 ÷ 15000 de spire, au capacitatea proprie de circa 40 ÷ 50 μμF. Deasemenea o capacitate proprie mică au şi transformatorii cu înfăşurarea în disc. La 7 ÷ 9 secţii, transformatorii de dimensiuni mijlocii cu numărul de spire ale înfăşurării secundare de 12000 ÷ 20000, au deobicei capacitatea proprie de cel mult 50 ÷ 60 μμF.

Asupra capacităţii proprii a transformatorului influenţează foarte mult ordinea de amplasare a înfăşurărilor, simetria circuitului de sarcină a transformatorului şi modul de conectare a capetelor transformatorului în scheme.

Capacitatea proprie a transformatorului cu înfăşurările în straturi se micşorează puternic, dacă înfăşurarea ridicătoare (înfăşurarea cu un număr mai mare de spire) este aşezată spre exterior. Deoarece în transformatorii de intrare şi de cuplaj între etaje înfăşurarea secundară are un număr mai mare de spire, în aceşti transformatori înfăşurarea secundară trebue aşezată la exterior, punând în interior înfăşurarea primară. La transformatorii de ieşire, înfăşurarea primară are deobicei un număr mai mare de spire şi deci trebue să se situeze spre exterior, atât pentru micşorarea capacităţii proprii, cât şi pentru mărirea rigidităţii dielectrice.

La transformatorii cu înfăşurări asimetrice, capacitatea proprie depinde în mare măsură de simetria sursei de tensiune şi a sarcinii. In cazul sarcinii asimetrice, cum este (pentru transformatorul de intrare sau de cuplaj) circuitul „grilă de comandă-catod" al tubului electronic, capacitatea proprie variază foarte mult, dacă se schimbă modul de legare a capetelor înfăşurării secundare în circuitul „grilă-catod". Se obţine o capacitate mai

mică, în cazul când la grila de comandă se leagă capătul superior al înfășurării secundare (departe de miez și de înfășurarea primară), iar de catod capătul inferior, adică începutul înfășurării secundare. S'a demonstrat prin măsurări precise, că dacă se leagă greșit capetele capacitatea înfășurării nealternante, în straturi, crește deseori mai mult decât două ori, atingând 100÷120μμF,

Tabela XV.2

Nr. crt.	Tipul transformatorului și dimensiunile miezului	Construcția înfășurărilor	Așezarea înfășurărilor	Conectarea capetelor de ieșire	C_{tr} μμF
1	Transformator de intrare ridicător, cu raportul de transformare 1 . 10, miezul E-18x22 ștanțat fără deșeuri	In straturi nealternante, nesecționate, asimetrice	Infășurarea primară în interior, cea secundară deasupra	Inceputul înfășurării secundare la catod, sfârșitul la grilă	43
2	Idem	Idem	Idem	Inceputul înfășurării secundare la grilă, sfârșitul la catod	100
3	Transformator de intrare ridicător, cu miez în manta și cu două bobine	In straturi nealternante, simetrice	Primară în interior, secundară în exterior	Unul din capetele înfășurării secundare la grilă, celălalt la catod	70
4	Idem	Idem	Idem	Capetele înfășurării secundare sunt conectate invers	85

în loc de 40÷50 cum este cazul la legarea corectă a transformatorului în montaj (vezi tabela XV.2 nr. 1 și 2). Creșterea bruscă a capacității proprii, când se leagă greșit capetele de ieșire, se explică prin faptul că prin aceasta, în capacitatea proprie a transformatorului intră capacitatea totală dintre înfășurări, deoarece capătul sub tensiune (grila de comandă), fiind legat la stratul inferior al înfășurării secundare, formează un fel de armă-

tură a condensatorului, cea de a doua armătură fiind formată de stratul superior al înfăşurării primare.

Când înfăşurările se fac sub formă de discuri sau în straturi alternante, influenţa modului de conectare a capetelor de ieşire, în cazul sarcinii asimetrice, este mai slabă, dar foarte importantă; deaceea şi în acest caz este necesar să se menţină modul de conectare indicat. Dacă înfăşurările transformatorului sunt simetrice, modul de conectare al capetelor este indiferent. In practică, atunci când se modifică modul de conectare se obţine o oarecare modificare a capacităţii, care este cu atât mai mică, cu cât transformatorul este mai simetric (tabela XV.2 nr. 3 şi 4).

Influenţa modului de conectare a capetelor înfăşurării cu un număr mai mic de spire (a înfăşurării primare la transformatorii de intrare şi de cuplaj între lămpi, şi a celei secundare la transformatorii de ieşire) asupra capacităţii proprii, este mult mai slabă. Totuşi şi aici trebue să se menţină un anumit mod

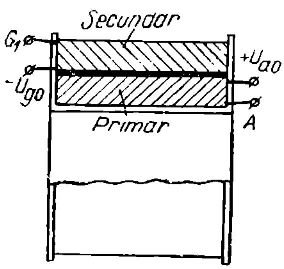


Fig. XV.19. Modul corect de conectare a capetelor de ieşire ale transformatorului de cuplaj între etaje

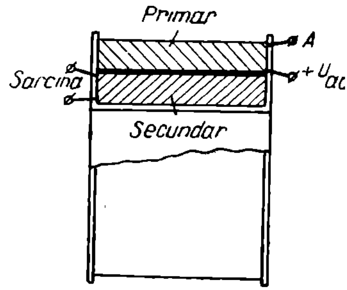


Fig. XV.20. Conectarea capetelor transformatorului de ieşire, cu înfăşurarea secundară coborîtoare

de conectare, deoarece cuplajul capacitiv dintre circuitul anodic al etajului de preamplificare şi circuitul de grilă al etajului următor, poate provoca, în cazul schemei cu transformator, distorsiuni de frecvenţă şi de fază, în domeniul frecvenţelor de lucru superioare. In cazul celei mai simple construcţii a înfăşurării, pentru micşorarea cuplajului capacitiv parazit (fig. XV.19) trebue să se lege începutul înfăşurării primare a transformatorului de cuplaj, cu anodul lămpii, iar sfârşitul înfăşurării secundare cu grila de comandă a lămpii din etajul următor. Această conectare determină deasemenea şi o capacitate proprie minimă.

Pentru transformatorul de intrare cu înfăşurarea primară asimetrică, şi care are un capăt pus la pământ, conectarea corectă a capetelor înfăşurărilor este similară cu cea din fig. XV.19,

cu singura diferență că începutul înfășurării primare se leagă la borna de tensiune a sursei de tensiune (dacă sursa este asimetrică) iar capătul pus la pământ al înfășurării primare la borna pusă la pământ a sursei. La transformatorul de intrare cu înfășurarea primară simetrică și înfășurarea secundară asimetrică capetele înfășurării secundare se conectează cum s'a indicat în fig. XV.19, în timp ce conectarea capetelor înfășurării primare este indiferentă, atât în cazul sursei simetrice, cât și a celei asimetrice.

După cum s'a mai indicat, datorită necesității de a mări rigiditatea dielectrică, înfășurarea anodică a transformatorului de ieșire trebue să se așeze deasupra, iar la anodul lămpii să se conecteze sfârșitul ei (fig. XV.20). In acest caz, izolația dintre înfășurări se găsește numai sub acțiunea componentei continue a tensiunii anodice a etajului, ceeace permite să se micșoreze grosimea ei. La această conectare și așezare a înfășurărilor se micșorează deasemenea capacitatea proprie, periculoasă din punct de vedere a duratei fenomenelor tranzitorii din transformator, în special pentru etajele ce lucrează cu impulsuri.

Pentru a ajuta pe proiectant să evalueze suficient de corect capacitatea proprie a transformatorului calculat, se dă mai jos tabela XV.3, unde figurează valorile capacităților proprii ale unei serii de transformatori fabricați. Valorile indicate în tabelă s'au obținut prin măsurări, dupa metoda indicată § XVII.11. Măsurările s'au executat în circuit asimetric (cazul cel mai frecvent în practică) sursa și voltmetrul având câte un pol pus la pământ. In toate cazurile, conectarea capetelor transformatorilor s'a executat după regulile indicate mai sus.

§ XV.4. Calculul numărului de spire al înfășurărilor

Numărul de spire al înfășurărilor transformatorului trebue să satisfacă două condiții: inductanța înfășurărilor trebue să fie egală cu inductanța obținută din calculul electric, iar inducția în miez nu trebue să depășească valoarea admisibilă din punctul de vedere al distorsiunilor neliniare.

La calculul de construcție a transformatorilor de intrare, de cuplaj și de ieșire de mică putere, numărul spirelor înfășurării primare se determină numai după inductanța înfășurării primare, determinată din calculul electric. Aceasta deoarece inducția în miezul unor astfel de transformatori nu atinge o valoare periculoasă pentru distorsiunile nelineare. Numărul de spire al înfășurărilor secundare se găsește înmulțind numărul spirelor înfășurării primare, prin raporturile de transformare corespunzătoare.

La determinarea numărului de spire al înfăşurării primare a transformatorului cu o putere mai mare de câţiva waţi, se calculează numărul de spire necesar pentru obţinerea inductanţei propuse a înfăşurării primare, iar după acceea se află numărul de spire, plecând dela inductanţa admisibilă în miez. Deoarece în majoritatea cazurilor inductanţa înfăşurării primare poate fi luată mai mare decât valoarea găsită în calculul electric, iar inducţia în miez se poate lua mai mică decât valoarea admisibilă, se ia, pentru înfăşurarea primară a transformatorului, dintre cele două valori găsite numărul de spire mai mare.

Pentru determinarea numărului de spire al înfăşurării în funcţie de inductanţă, este necesar să se stabilească relaţia dintre inductanţa bobinei cu miez din material magnetic şi datele ei, adică numărul de spire, dimensiunile miezului şi proprietăţile materialului magnetic.

Din cursul de electrotehnică (vezi B.17 şi 18) se ştie că inductanţa se determină ca fiind un cât obţinut din împărţirea numărului înlănţuirilor de flux ale bobinei, prin curentul care circulă prin ea:

$$L = \frac{\psi}{i} = \frac{w\Phi}{i}, \qquad \text{(XV.1)}$$

în care L—inductanţa bobinei, în cm
ψ—numărul înlănţuirilor de flux
i—curentul din înfăşurare în unităţi absolute
w—numărul spirelor înfăşurării
Φ—fluxul magnetic, care străbate fiecare spiră a bobinei, în maxwelli.

Pentru bobina cu miez a cărei permeabilitate magnetică dinamică nu este mai scăzută de câteva sute de gauss/oersted, numai o parte neînsemnată a liniilor magnetice de forţă trece în afara miezului. Presupunând că întregul flux magnetic este concentrat în miez şi că secţiunea miezului în lungul circuitului magnetic este constantă, se poate calcula cu uşurinţă inductanţa bobinei, cunoscând dimensiunile miezului, permeabilitatea magnetică a materialului şi numărul de spire al bobinei. Dacă lungimea miezului depăşeşte de mai multe ori lăţimea lui (fig. XV.21), se poate considera că lungimea tuturor liniilor de forţă ale circuitului magnetic este aproximativ egală, şi anume:

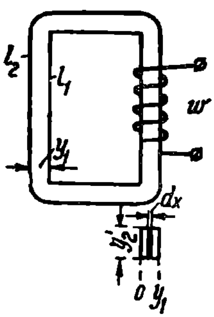


Fig. XV.21. Inductanţa bobinei cu un miez îngust şi lung

$$l_1 \approx l_2 \approx l_{med} \text{ cm.} \qquad \text{(XV.2)}$$

Tabela XV.3.

Nr. crt.	Tipul transformatorului și dimensiunile miezului	Construcția înfășurărilor și tipul bobinării	Nr. secțiilor	Raportul de transformare	Nr. spirelor înfășurării secundare, în mii	Tipul conductorului înfășurării secundare	Grosimea stratului izolant dintre înfășurări, în mm	C_{tr} $\mu\mu F$
1	De intrare E-20×30	In straturi, asimetrică nealternantă, neregulată, câteva straturi din foiță de țigară	Nesecționate	1 : 5	6	0,1 ПЭ	0,5	250
2	De cuplaj între etaje E-20×30	Idem	6	1 : 3	8	0,08 ПЭ	1	40
3	Idem E-25×35	In discuri, alternantă, neregulată, fără straturi izolante	11	1 : 2	24	0,08 ЭП	2	67
4	De intrare E-20×30 scurtat	In straturi, simetrică, alternantă, neregulată, câteva straturi din foiță de țigară	2	1 : 8	10	0,08 ПЭ	1	57
5	De intrare E-18×22 fără deșeuri	In straturi; asimetrică, nealternantă, regulată, straturi din hârtie de 0,05 mm	Nesecționate	1 : 12	8	0,07 ПЭ	0,5	43

6	De cuplaj între etaje E-14×14 fără deşeuri	In straturi, asimetrică, nealternantă, neregulată, câteva straturi din foiţă de ţigară	Idem	1 : 1,5	5,6	0,07 ПЭ	0,3	100
7	De ieşire, in manta cu două bobine secţiunea 12×20 mm	In straturi, simetrică, nealternantă, neregulată, câteva straturi din foiţă de hârtie	2×2	1 : 6	6,3	0,08 ПЭ	0,5	70
8	Idem Secţiunea 6×10 mm	Idem	4×2	1 : 70	14	0,05 ПЭ	1	25
9	De intrare E-12×15	In straturi, asimetrică, nealternantă, regulată, garnituri 0,02 mm	Nesecţionate	1 : 15	10,5	0,05 ПЭ	0,5	60

In acest caz, intensitatea câmpului magnetic în stratul elementar dx este determinată de expresia:

$$H = \frac{4\pi\, iw}{l_{\text{med}}}. \qquad \text{(XV.3)}$$

Pentru simplificarea deducției se presupune că permeabilitatea magnetică dinamică a materialului miezului este independentă de inducție; aceasta este just pentru inducții foarte mici. Atunci, fluxul magnetic în stratul elementar se va determina din expresia:

$$d\Phi = By'_2\, dx = H\mu_{\sim} y'_2\, dx = \frac{4\pi\mu_{\sim} iwy'_2}{l_{\text{med}}}\, dx, \qquad \text{(XV.4)}$$

în care B este inducția în gauși, $\mu_{\sim}$ este permeabilitatea dinamică a materialului miezului și y'_2 este grosimea netă a pachetului de tole.

Fluxul magnetic total al bobinei se va găsi prin integrarea relației (XV.4) între limitele O și y_1.

$$\Phi = \int_0^{y_1} d\Phi = \int_0^{y_1} \frac{4\pi\mu_{\sim} iw\, y'_2}{l_{\text{med}}}\, dx = \frac{4\pi\mu_{\sim} iwy_1 y'_2}{l_{\text{med}}}. \qquad \text{(XV.5)}$$

Substituind în (XV.1) valoarea lui Φ se obține:

$$L = \frac{4\pi\mu_{\sim} w^2 y_1 y'_2}{l_{\text{med}}}\text{cm} = \frac{0{,}4\pi\mu_{\sim} w^2 q_c}{10^8 l_{\text{med}}}\text{H}, \qquad \text{(XV.6)}$$

în care $q_c = y_1 y'_2$ reprezintă secțiunea netă a materialului magnetic al miezului.

La transformatorii folosiți în practică, linia de forță cea mai lungă l_1 este mult mai lungă decât linia de forță cea mai scurtă l_2. Raportul între ele este deobicei situat între 1,5 și 2. Deaceea, în formula (XV.6) se substitue valoarea lungimii liniei medii de forță (medie aritmetică), care se determină din expresia:

$$l_{\text{med}} = \frac{l_1 + l_2}{2}. \qquad \text{(XV.7)}$$

Deoarece se poate considera că liniile de forță parcurg unghiurile miezului după un arc de cerc, pentru miezul de tip în sâmbure, lungimea liniei maxime se va determina din expresia:

$$l_2 = l_1 + 2\pi y_1 \qquad \text{(XV.8)}$$

și pentru tipul în manta:

$$l_2 = l_1 + \pi y_1. \qquad \text{(XV.9)}$$

Lungimea liniei de forță mijlocii este deci:

$$l_{med} = \frac{l_1 + l_1 + 2\pi y_1}{2} = l_1 + \pi y_1 \qquad \text{(XV.10)}$$

și pentru miezul în manta:

$$l_{med} = \frac{l_1 + l_1 + \pi y_1}{2} = l_1 + \frac{\pi}{2} y_1. \qquad \text{(XV.11)}$$

Din punct de vedere teoretic, substituirea în formula (XV.6) a lungimii medii a liniei de forță este greșită, deoarece formula precisă pentru acest caz are o altă formă. Totuși, eroarea care se obține prin această simplificare este atât de mică, încât ea poate fi neglijată aproape totdeauna.

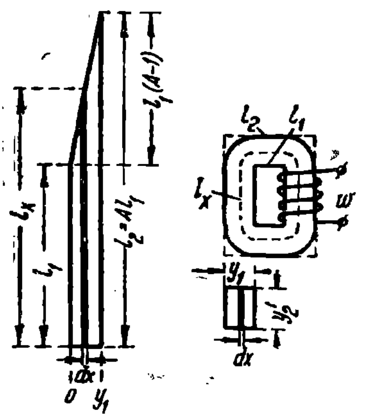


Fig. XV.22. Inductanța bobinei al cărei miez are linii de forță de lungime diferită.

Pentru deducerea formulei care determină inductanța bobinei cu miez din material magnetic, de secțiune egală dealungul circuitului magnetic, dar cu lungimea diferită a liniilor de forță, se calculează intensitatea câmpului magnetic în stratul elementar dx, pentru miezul tip sâmbure (fig. (XV.22):

$$H = \frac{4\pi iw}{l_x} = \frac{4\pi iw}{l_1 + l_1 \frac{x}{y_1}(A-1)} \qquad \text{(XV.12)}$$

Aici A este raportul dintre l_2 și l_1.

Fluxul magnetic al stratului elementar, cu o grosime netă a pachetului y'_2, va fi:

$$d\Phi = B y'_2 dx = H \mu_{\sim} y'_2 dx = \frac{4\pi\mu_{\sim} iw y'_2}{l_1 + l_1 \frac{x}{y_1}(A-1)} dx. \qquad \text{(XV.13)}$$

Integrând expresia obținută între O și y_1 și substituind rezultatul în relația (XV.1), se obține:

$$L = \frac{w\Phi}{i} = \frac{w}{i}\int\limits_0^{y_1} d\Phi = \frac{w}{i}\int\limits_0^{y_1} \frac{4\pi\mu_{\sim} i\, w\, y'_2}{l_1 + l_1 \frac{x}{y_1}(A-1)} dx =$$

$$= 4\pi\mu_{\sim} w^2 y_1 y'_2 \frac{\ln A}{l_1 (A-1)} \text{cm} = 0{,}4\pi\mu_{\sim} w^2 q_c 10^{-8} \frac{\ln A}{l_1 (A-1)} \text{ H} \qquad \text{(XV.14)}$$

Comparând formulele (XV.6) şi (XV.14) se poate vedea cu uşurinţă că în ultima mărimea:

$$\frac{l_1 (A-1)}{\ln A} \qquad \text{(XV.15)}$$

înlocuieşte lungimea liniei de forţă medii din prima formulă:

$$l_{\text{med}} = \frac{l_1 + l_2}{2} = \frac{l_1 + A l_1}{2} = l_1 \frac{1 + A}{2} \, . \qquad \text{(XV.16)}$$

Calculul dovedeşte că expresiile (XV.15) şi (XV.16) şi prin urmare (XV.14) şi (XV.6) nu diferă mult: dacă $A=2$, formula mai precisă (XV.14) dă valoarea L cu 4% mai mare decât formula simplificată, iar dacă $A=1{,}5$ diferenţa este mai mică de $1{,}5\%$. Deaceea, folosirea formulei precise este justificată doar în cazuri speciale; deobicei precizia formulei simplificate (XV.6) este complect suficientă.

Curba de variaţie a permeabilităţii dinamice a materialului magnetic cu inducţia, are trei porţiuni caracteristice. La inducţii foarte mici permeabilitatea este constantă. La creşterea inducţiei, permeabilitatea creşte proporţional cu mărirea inducţiei şi atinge valoarea maximă. La creşterea mai departe a inducţiei, permeabilitatea începe să scadă.

Formulele indicate mai sus, pentru calculul inductanţei, sunt deduse cu condiţia independenţei permeabilităţii de inducţie. In domeniul inducţiilor pentru care permeabilitatea creşte proporţional cu valoarea inducţiei, fluxul magnetic se concentrează şi mai intens în partea liniilor de forţă scurte, în inductanţa efectivă a bobinei se obţine puţin mai mare decât cea calculată după formula (XV.14). La inducţiile la care permeabilitatea deabia începe să scadă, are loc fenomenul invers, iar inductanţa efectivă se obţine puţin mai mică decât cea calculată. Nepotrivirea provocată de variaţia permeabilităţii cu inducţia nu depăşeşte $1 \div 2\%$, la raporturile dimensionale ale miezurilor folosite în practică, deaceea poate fi neglijată.

Pentru calculul inductanţei bobinei cu miez, cu secţiune

neuniformă în lungul circuitului magnetic, poate fi folosită formula simplificată (XV.6), dar aici în loc de lungimea medie a liniei de forță l_{med} este necesar să se substitue lungimea raportată a liniei de forță.

Lungimea raportată poate fi determinată în modul următor: în expresia (XV.6), dedusă pentru miezul cu secțiunea uniformă în lungul circuitului magnetic, raportul $\frac{l_{med}}{\mu_{\sim} q_c}$ reprezintă reluctanța circuitului magnetic R_m:

$$L = 0{,}4\pi\mu_{\sim} w^2 10^{-8} \frac{\mu_{\sim} q_c}{l_{med}} = 0{,}4\pi\mu_{\sim} w^2 10^{-8} \frac{1}{R_m} \cdot \quad (XV.17)$$

Fluxul magnetic al bobinei și prin urmare și inductanța ei sunt invers proporționale cu valoarea reluctanței. Pentru miezul cu secțiunea neuniformă în lungul circuitului magnetic, reluctanța se va determina din expresia:

$$R_m = \frac{l_{med1}}{\mu_{\sim} q_{c1}} + \frac{l_{med2}}{\mu_{\sim} q_{c2}} + \frac{l_{med3}}{\mu_{\sim} q_{c3}} + \ldots, \quad (XV.18)$$

în care l_{med1}, l_{med2} și l_{med3} sunt lungimile porțiunilor de diferite secțiuni, iar q_{c1}, q_{c2} și q_{c3} sunt secțiunile corespunzătoare acestor porțiuni. Această expresie poate fi prezentată sub forma:

$$R_m = \frac{1}{\mu_{\sim} q_{c1}} \left(l_{med1} + \frac{q_{c1}}{q_{c2}} l_{med2} + \frac{q_{c1}}{q_{c3}} l_{med3} + \ldots \right) = \frac{l_{med}}{\mu_{\sim} q_{c1}} \quad (XV.19)$$

în care l_{med} este lungimea raportată a liniei de forță;

$$l_{med} = l_{med1} + \frac{q_{c1}}{q_{c2}} l_{med2} + \frac{q_{c1}}{q_{c3}} l_{med3} + \ldots \quad (XV.20)$$

Când miezul de secțiune dreptunghiulară se face din tole ștanțate sau tăiate, prin suprapunere în părți opuse, secțiunea lui se obține proporțională cu lățimea tolei, pe porțiunea respectivă. De exemplu, pentru miezul tip sâmbure, raportul dintre secțiunea jugului și secțiunea brațului este egal cu raportul dintre lățimea tolei jugului și lățimea tolei brațului. Deaceea, pentru miezul tip sâmbure (fig. XV.23), lungimea raportată a circuitului magnetic se determină ca fiind:

$$l_{med} \approx 2h + \frac{y_1}{y_3}\left(2b + \frac{2\pi\frac{\frac{y_1}{2}+\frac{y_3}{2}}{2}}{4}\ 4\right) =$$

$$= 2h + \frac{y_1}{y_3}\left[2b + \frac{\pi(y_1+y_3)}{2}\right]. \qquad \text{(XV.21)}$$

Pentru miezul tip manta, cu condiția ca secțiunea brațelor laterale să fie egală cu secțiunea jugului, se obține expresia:

$$l_{med} = h + \frac{y_1}{2y_3}\left[h + 2b + \frac{\pi y_3}{2} + \right.$$

$$\left. + \frac{\pi(0{,}25\ y_1 + 0{,}5\ y_3)}{2}\right]. \qquad \text{(XV.22)}$$

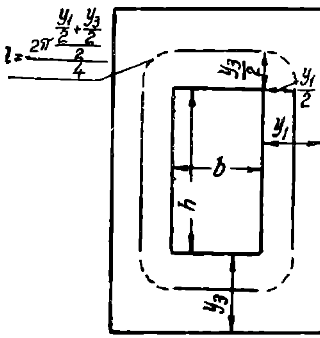


Fig. XV. 23. Lungimea raportată a liniei de forță din miezul în sâmbure cu secțiunea neuniformă.

Calculul inductanței bobinei cu secțiunea neuniformă a miezului se execută după formula (XV.6), substituind în ea valoarea lungimii raportate a liniei de forță, calculată din expresiile (XV.21) (sau (XV.22).

Tensiunea dintre punctele *A* și *B* din schema echivalentă a transformatorului pentru frecvențele inferioare, egală cu forța contraelectromotoare a înfășurării primare (fig. XV. 24), indusă de fluxul magnetic, poate fi determinată prin expresia :

$$E_{m1} = U_{m1}\,\frac{r'_2 + R'_2}{r_1 + r'_2 + R'_2}\,,^{*} \qquad \text{(XV.23)}$$

în care E_{m1} — amplitudinea forței contraelectromotoare a înfășurării primare,

U_{m1} — amplitudinea tensiunii aplicate înfășurării primare.

Transformatorii de mică putere funcționează în clasă *A*, deci pentru ei rezistența înfășurării primare r_1 trebue să fie egală cu rezistența reportată a înfășurării secundare r'_2. Inlo-

---

* La deducerea formulei (XV. 23) s'a presupus că reactanța inductanței L_1 este mare în raport cu rezistența brațului în derivație (r'_2 + R'_2) și s'a neglijat curentul din inductanță. (N. Trad.)

cuind raportul rezistențelor prin randament, conform formulei (II.54) se obține:

$$E_{m1} = U_{m1} \frac{1+\eta}{2}. \qquad \text{(XV.24)}$$

Dacă randamentul este de aproximativ 0,9 sau mai mare, ca de pildă la transformatorii de ieșire de putere medie și mare, numitorul și numărătorul expresiei (VX.24) sunt aproape egali, iar amplitudinea forței contraelectromotoare poate fi considerată aproximativ egală cu amplitudinea tensiunii aplicate:

$$E_{m1} \approx U_{m1}. \qquad \text{(XV.25)}$$

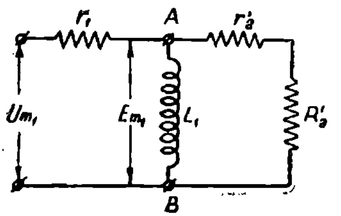


Fig. XV.24. Schema echivalentă a transformatorului, pentru frecvențele inferioare.

Amplitudinea forței contraelectromotoare indusă la variația sinusoidală a fluxului magnetic, după cum se știe din principiile de electrotehnică, este egală cu produsul dintre înlănțuirile de flux ψ și pulsația ω:

$$E_{m1} = \omega\psi = \omega\, w_1 q_c B_m \cdot 10^{-8}\ \text{V}. \qquad \text{(XV.26)}$$

Prin substituirea în expresia (XV.26) a valorii E_{m1} din expresia (XV.24), și prin determinarea amplitudinii inducției B_{mi} la pulsația de lucru inferioară ω_i va rezulta:

$$B_{mi} = U_{m1} \cdot 10^8 \frac{1+\eta}{2\omega_i w_1 q_c}, \qquad \text{(XV.27)}$$

care, la un randament apropiat de unitate, se transformă în:

$$B_{mi} \approx \frac{U_{m1} 10^8}{\omega_i w_1 q_c}. \qquad \text{(XV.28)}$$

Rezolvând expresiile (XV.6), (XV.27) și (XV.28) în raport cu w_1, se obțin pentru determinarea numărului de spire ale înfășurării primare a transformatorului, formulele de mai jos.

In funcție de inductanța înfășurării primare avem:

$$w_1 = 8{,}92 \cdot 10^3 \sqrt{\frac{L_1 l_{\text{med}}}{\mu_{\sim} q_c}}. \qquad \text{(XV.29)}$$

In funcție de amplitudinea componentei alternative a in-

ducției d în miez, pentru transformatorul cu randament scăzut, avem:

$$w_1 = \frac{U_{m1} \cdot 10^8 \ (1 + \eta)}{2\omega_i q_c B_{mi}} . \qquad (XV.30)$$

In funcție de amplitudinea componentei alternative a inducției, pentru transformatorul cu randament ridicat, avem:

$$w_1 = \frac{U_{m1} \cdot 10^8}{\omega_i q_c B_{mi}} . \qquad (XV.31)$$

Să studiem acum metodele de calcul al numărului de spire al înfășurării primare a transformatorului, pentru cazurile cele mai frecvente.

1. *Transformatorul de mică putere (de cel mult câteva zecimi de watt) de intrare, de cuplaj între etaje, sau de ieșire, care lucrează fără magnetizare de curent continuu.*

Spirele înfășurării primare se determină după formula (XV.29), luând din tabela (XI.1) ca permeabilitate a materialului magnetic, permeabilitatea lui inițială $\mu_{\sim i}$; prin aceasta, formula de calcul ia forma:

$$w_1 = 8{,}92 \cdot 10^3 \sqrt{\frac{L_1 l_{med}}{\mu_{\sim i} q_c}} . \qquad (XV.32)$$

Valoarea l_{med} se determină după formulele (XV.10), (XV.11), (XV.21) sau (XV.22) după cum miezul este tip sâmbure sau manta, și după cum are o secțiune uniformă sau neuniformă a circuitului magnetic.

2. *Transformatorul de mică putere (cel mult câteva zecimi de watt) de intrare, de cuplaj sau de ieșire, care lucrează cu magnetizare permanentă de curent continuu.*

In acest caz se execută mai întâi determinarea aproximativă a numărului de spire ale înfășurării primare, după formula (XV.29) substituind în ea in loc de $\mu_\sim$ valoarea aproximativă a permeabilității efective inițiale μ_{ai}, determinând după curba din fig. XI.14:

$$w_1 = 8{,}92 \cdot 10^3 \sqrt{\frac{L_1 l_{med}}{\mu_{ai} q_c}} . \qquad (XV.33)$$

Pentru determinarea valorii μ_{ai} după curba din fig. XI.14 este necesar să se afle în prealabil valoarea $L_1 I_0^2$, în care L_1 este inductanța înfășurării primare a transformatorului în henry, iar I_0 este componenta continuă a curentului înfășurării primare,

în amperi. Valoarea l_{med} se calculează după formulele (XV.10) (XV.11), (XV.21) sau (XV.22), în funcţie de tipul şi de construcţia miezului. După calcularea aproximativă a numărului spirelor se determină numărul amper-spirelor de magnetizare de curent continuu, pentru 1 cm de lungime a liniei de forţă, după expresia:

$$aw_0 = \frac{I_{01} w_1}{l_{med}}, \tag{XV.34}$$

iar după aceea se determină valoarea precisă μ_{ai}, din curbele μ_{ai}, în funcţie de aw_0, pentru calitatea respectivă a materialului magnetic, date în fig. XV.25. Dacă valoarea calculată pentru μ_{ai} nu diferă de mărimea substituită în formula (XV.33), spirele sunt determinate precis şi nu trebue să se introducă niciun fel de corecţie. Dacă valoarea determinată din fig. (XV.25) diferă

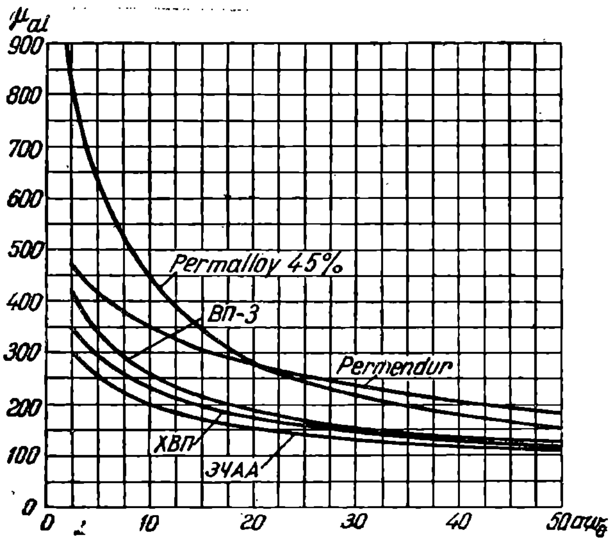


Fig. XV.25. Curbele medii ale permeabilităţii iniţiale efective, ţinând seama de întrefierul optim, pentru principalele materiale magnetice moi.

de valoarea aproximativă găsită anterior, se face recalcularea spirelor, substituind în formula (XV.33) valoarea găsită pentru μ_{ai}.

Valoarea intrefierului optim, în procente din lungimea liniei

de forță a miezului, se calculează după curba din fig. XV.26, prin expresia:

$$l_a = \frac{a l_{med}}{100} . \qquad (XV.35)$$

Dacă în calea liniei de forță a miezului există numai un singur întrefier (miezul cu întrefierul decupat, fig. XIV.10) el se ia egal cu cel găsit din expresia (XV.35); dacă în calea liniei de forță există două întrefieruri (fig XIV.,5, XIV.11 *a*, *b*) atunci garnitura dintre părțile miezului se ia cu o grosime de două ori mai mică decât valoarea găsită pentru l_a.

3. *Transformatorii de putere medie sau mare, la care există pericolul ca inducția să depășească valoarea admisibilă.*

Pentru acești transformatori se determină mai întâi numărul spirelor înfășurării primare, plecând dela inductanța ei propusă, după formula (XV.32) și metoda expusă la punctul 1, sau după formula (XV.33) și metoda dela punctul 2, după cum transformatorul are sau nu magnetizare de curent continuu. După aceasta se determină numărul necesar de spire, plecând dela inducția maximă admisibilă în miez B_{mi}, la pulsația de lucru inferioară ω_i; valoarea aproximativă a inducției maxime este indicată în § XIV.5. Numărul spirelor se determină după formula XV.30), dacă valoarea randamentului nu depășește 0,9 și după (formula (XV.31) pentru valorile lui η care depășesc 0,9.

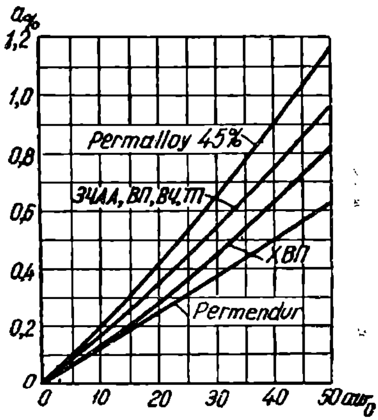


Fig XV.26. Curbele întrefierurilor optime la inducții alternative mici, pentru principalele materiale magnetice moi.

Dacă numărul spirelor, determinat în funcție de inductanța propusă a înfășurării, s'a obținut mai mare decât numărul spirelor stabilit în funcție de inducția admisibilă, înfășurarea se face cu numărul de spire calculat după inductanța înfășurării. Caracteristica de frecvență a transformatorului va fi prin aceasta complect echivalentă cu aceea propusă în calculul electric al etajului cu transformator, deoarece mărimea inductanței înfășurării primare va fi egală cu mărimea necesară stabilită prin calculul electric. In acest caz inducția maximă în miez va fi mai mică decât valoarea maximă admisibilă.

Dacă numărul spirelor calculat după inductanța propusă este mai mic decât numărul spirelor necesar pentru obținerea inducției propuse în miez, înfășurarea se execută cu numărul de spire egal cu cel găsit în funcție de inducția maximă admisibilă. După aceasta, se calculează inductanța înfășurării primare care se obține cu numărul de spire ales. In acest scop, se folosește formula (XV.6), în care se substitue numărul de spire ales și valoarea $\mu_{\sim}$ sau μ_a după cum transformatorul are sau nu magnetizare de curent continuu. Valoarea $\mu_{\sim}$ sau μ_a se ia cea corespunzătoare amplitudinii minime a semnalului, la care trebue să se mențină caracteristica de frecvență propusă. Dacă se presupune această amplitudine egală cu 0,01÷0,03 din amplitudinea maximă tolosită în calcul, atunci permeabilitatea trebue să se ia pentru o inducție în materialul miezului, egală cu 0,01÷0,03 din valoarea care s'a substituit în formula (XV.30) sau (XV.31). Calculând inductanța înfășurării primare a transformatorului, la amplitudinea minimă a semnalului, se determină distorsiunile de frecvență produse de transformatori, în domeniul frecvențelor de lucru inferioare, după formulele indicate în prima parte a cărții. Desigur, ele vor fi mai mici decât cele dela care s'a plecat, la calculul electric.

Pentru determinarea caracteristicei de frecvență a etajului de amplificare și prin urmare a întregului amplificator sunt necesare aceste date asupra distorsiunilor de frecvență.

La frecvența de lucru inferioară coeficientul de nelinearitate a transformatorului se determină după metoda descrisă în capitolul X. Când coeficientul de nelinearitate este prea mare, se micșorează inducția în miez, prin mărirea numărului de spire ale înfășurării primare, deci este necesar să se execute din nou calculele indicate.

După ce se stabilește numărul spirelor înfășurării primare a transformatorului se poate calcula cu ușurință numărul spirelor înfășurării secundare, în funcție de raportul de transformare:

$$w_2 = w_1 n \qquad \text{(XV.36)}$$

Dacă transformatorul are mai multe înfășurări secundare, numărul spirelor înfășurărilor secundare se determină în funcție de raporturile de transformare corespunzătoare:

$$w_{21} = w_1 n_1\,; \quad w_{22} = w_1 n_2\,; \quad w_{23} = w_1 n_3 \text{ etc.} \qquad \text{(XV.37)}$$

în care n_1, n_2, n_3, sunt raporturile de transformare a primei, a celei de a doua, a celei de a treia înfășurări secundare în raport cu înfășurarea primară (vezi paragraful II.6.)

§ XV.5. Calculul diametrului conductorului înfăşurărilor.

Determinarea diametrului conductorului înfăşurărilor transformatorului de joasă frecvenţă se efectuiază în funcţie de valoarea rezistenţei înfăşurărilor, stabilită prin calculul electric.

Pentru simplificarea calculul se presupune aproape totdeauna că rezistenţa înfăşurării este egală cu rezistenţa ei în curent continuu. Diametrul conductorului înfăşurării poate fi calculat din ecuaţia care determină rezistenţa conductorului în curent continuu:

$$r = \rho_{Cu} \frac{l}{q} = \rho_{Cu} \frac{4l}{\pi d^2} \qquad \text{(XV.38)}$$

în care r — rezistenţa înfăşurării (Ω)
l — lungimea conductorului (m)
q — secţiunea conductorului (mm^2)
d — diametrul conductorului (mm)
ρ_{Cu} — rezistenţa specifică a cuprului conductorului.

Substituind în expresia (XV.38) valoarea ρ_{Cu}, egală cu 0,0175 (în unitaţile de măsură alese şi la temperatura de 20^0C), şi determinând de aici diametrul, va rezulta:

$$d_{(mm)} = 0{,}15 \sqrt{\frac{l_{(m)}}{r_{(\Omega)}}} \, . \qquad \text{(XV.39)}$$

Dacă înfăşurările transformatorului se încălzesc, sau transformatorul funcţionează la o temperatură ridicată, în calculul diametrului conductorului trebue să se ţină seama de creşterea rezistenţei înfăşurării, la creşterea temperaturii. In acest caz, diametrul conductorului se determină după formula:

$$d_{(mm)} = 0{,}15 \sqrt{\frac{[1 + 0{,}004\,(t^o - 20]\; l_{(m)}}{r_{(\Omega)}}} \, , \qquad \text{(X.40)}$$

în care t^o este temperatura aproximativă, la care funcţionează sau până la care se încălzeşte înfăşurarea, calculată în grade centigrade.

Pentru determinarea diametrului conductorului înfăşurării, după formulele (XV.39) şi (XV.40), trebue să se cunoască lungimea totală a conductorului înfăşurări. Aceasta este egală cu produsul dintre lungimea spirei medii a înfăşurării şi numărul de spire. Deoarece lungimea spirei medii a înfăşurării poate fi determinată precis numai după calculul aşezării înfăşurărilor pe transformator, la determinarea diametrului conductorului este necesar să se găsească o valoare aproximativă a lungimii spirei

medii a înfăşurărilor şi să se calculeze lungimea conductorului înfăşurării din expresia:

$$l = l_{med} w. \qquad \text{(XV.41)}$$

Până la calculul de construcţie a inductanţei de scăpări a transformatorului, nu se stabileşte dacă construcţia înfăşurărilor trebue să fie alternantă sau nealternantă. Deaceea, lungimea spirei medii se consideră identică pentru ambele înfăşurări ale transformatorului. Aceasta corespunde exact construcţiei înfăşurărilor stratificate alternante, sau în discuri, şi aproximativ construcţiei stratificate nealternante.

Lungimea spirei medii a transformatorului depinde de faptul dacă el are una sau două bobine. Să studiem determinarea lungimii medii a spirei, pentru ambele cazuri.

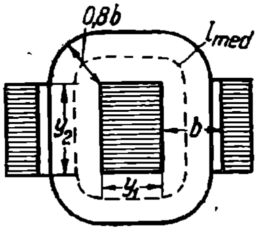


Fig. XV.27. Determinarea cu aproximaţie a lungimii spirei medii, pentru transformatorul cu o singură bobină

1. *Transformatorul cu o singură bobină.* In practică transformatorul cu o singură bobină are totdeauna miezul de tip în manta (fig.XV.27), deoarece transformatorii în sâmbure cu o singură bobină nu se folosesc aproape deloc. Totuşi, formula (XV.42) rămâne corectă şi pentru transformatorul în sâmbure cu o singură bobină. Pentru determinarea lungimii spirei medii se notează prin:

y_1 — lăţimea braţului miezului

y_2 — grosimea pachetului de tole

b — lăţimea ferestrei

Presupunând grosimea totală a înfăşurărilor egală cu 0,8 din lăţimea ferestrei, cazul cel mai frecvent în practică, lungimea spirei medii se va determina din expresia:

$$l_{med} \approx 2y_1 + 2y_2 + 2\pi \cdot 0{,}4\, b = 2y_1 + 2y_2 + 2{,}5\, b. \qquad \text{(XV.42)}$$

2. *Transformatorul cu două bobine*

Transformatorul cu două bobine este transformatorul în sâmbure. Dacă secţiunea miezului este dreptunghiulară, folosind aceleaşi notaţii ca şi în cazul precedent şi presupunând grosimea totală a înfăşurării fiecărei bobine a transformatorului egală cu 0,35b (fig. XV.28) va rezulta că în acest caz:

$$l_{med} \approx 2y_1 + 2y_2 + \pi\, 0{,}35\, b = 2y_1 + 2y_2 + 1{,}1\, b. \qquad \text{(XV.43)}$$

In cazul secţiunii miezului în trepte (carcase rotunde) la

diametrul d şi grosimea înfăşurării egală cu 0,35b (fig. XV.29), lungimea spirei medii va fi:

$$l_{med} \approx \pi \cdot d + \pi \cdot 0{,}35\ b = 3{,}14\ (d + 0{,}35\ b) \qquad \text{(XV.44)}$$

Astfel, pentru determinarea diametrului necesar al conductorului se calculează lungimea spirei medii a transformatorului după formula (XV.42), (XV.43), sau (XV.44. După aceea se determină lungimea totală a conductorului înfăşurării, înmulţind lungimea spirei medii prin numărul de spire. Lungimea totală, în metri, se substitue în formula (XV.39) sau (XV.40), de unde

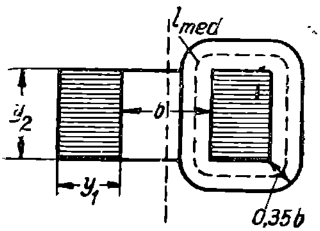


Fig. XV.28. Lungimea spirei medii a transformatorului în mauta cu secţiunea miezului dreptunghiulară.

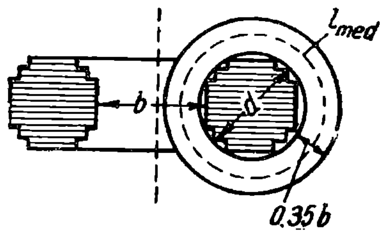


Fig. XV.29. Lungimea spirei medii a transformatorului în sâmbure cu secţiunea miezului în trepte.

se determină diametrul conductorului. Diametrul găsit se rotunjeşte până la cea mai apropiată valoare standardizată, folosind standardul referitor la conductori, indicat în anexă. Se alege apoi felul izolaţiei conductorului, în conformitate cu destinaţia şi puterea transformatorului, după cum s'a arătat la punctul 1 paragraful XV.2.

La determinerea diametrului conductorului înfăşurării secundare a transformatorilor ridicători, în special în cazul transformatorilor cu miez din permalloy, diametrul găsit după formula (XV.39) se obţine în unele cazuri egal cu 0,03 mm şi chiar mai subţire. Conductorul cu acest diametru are o rezistenţă mecanică foarte scăzută şi o foarte mică rezistenţă la coroziune. In aceste cazuri, diametrul conductorului înfăşurării trebue mărit până la diametrul la care înfăşurarea să fie suficient de rezistentă din punct de vedere mecanic, iar bobinarea să nu prezinte greutăţi în fabricaţie. Pentru transformatorii care funcţionează în condiţii normale de exploatare (aparatajul se află într'o încăpere locuită), la o bună impregnare sau acoperire a înfăşurărilor, cu o compoziţie izolantă neutrală, diametrul minim admisibil pentru conductor se consideră de 0,05 mm.

Pentru transformatorii care lucrează în condiții grele (aparatajul mobil), nu trebue să se folosească un conductor mai subțire decât 0,07÷0,08 mm, chiar la impregnarea sau acoperirea transformatorului cu o compoziție izolantă. Folosirea conductorului de 0,05 mm este admisibilă, în aceste condiții, doar la ermetizarea transformatorului.

La proiectarea transformatorului pentru producție, trebue să se indice toleranțele asupra diametrului conductorului înfășurării primare și secundare, adică să se indice diametrul minim și maxim admisibil al conductorului înfășurării. Diametrul minim admisibil se stabilește deobicei prin rotunjirea diametrului calculat din expresia (XV.39) sau (XV.40), până la cel mai apropiat diametru standardizat inferior. In cazul conductorilor subțiri se ia ca diametru maxim diametrul standardizat cel mai apropiat superior. In cazul conductorilor groși, mai ales când înfășurarea se bobinează în strat și are un număr de straturi redus și un strat incomplect, se includ în toleranță uneori câțiva diametri standardizați învecinați. Trebue însă să se țină seama că toleranța pentru conductorul înfășurărilor mărește consumul de cupru pentru transformator și ne obligă să luăm un miez cu dimensiuni mai mari, scumpind prin aceasta transformatorul și mărindu-i greutatea. Afară de aceasta, modificarea înălțimii înfășurărilor, la diferiți diametri ai conductorului, duce la modificarea inductanței de scăpări a transformatorului și prin urmare și a caracteristicei de frecvență. Deaceea nu trebue să se admită toleranțe prea largi, iar în cazurile când se poate renunța la ele, nu se vor utiliza deloc.

§ XV.6. Calculul inductanței de scăpări, după datele de construcție ale transformatorului.

La proiectarea transformatorului este necesar să se construiască și să se așeze astfel înfășurările, încât inductanța lor de scăpări să asigure obținerea caracteristicei de frecvență propuse, în domeniul frecvențelor de lucru superioare.

La transformatorul cu sarcină rezistivă, după cum se arată în § II.4 inductanța de scăpări provoacă, în domeniul frecvențelor de lucru superioare, distorsiuni de frecvență, care cresc odată cu inductanța de scăpări. Micșorarea inductanței de scăpări provoacă micșorarea distorsiunilor de frecvență și reducerea duratei fenomenelor tranzitorii din transformator. Deaceea, inductanța de scăpări determinată din calculul electric este considerată, în acest caz, ca fiind limita superioară pentru inductanța de scăpări determinată din datele de construcție ale trans-

formatorului. Dacă inductanţa de scăpări determinată din datele de construcţie se obţine mai mică decât valoarea obţinută prin calculul electric, este necesar să se calculeze caracteristica de frecvenţă a etajului cu transformator, substituind în formula de calcul valoarea inductanţei de scăpări, determinată din calculul de construcţie.

In cazul unei sarcini inductive sau capacitive a transformatorului, variaţia inductanţei de scăpări provoacă variaţia caracteristicei de frecvenţă, în domeniul frecvenţelor de lucru superioare, făcând-o incompatibilă cu condiţiile puse. Deaceea, la proiectarea transformatorului cu sarcină capacitivă sau inductivă, inductanţa lui de scăpări trebue să fie făcută egală cu mărimea obţinută prin calculul electric.

1. *Calculul inductanţei de scăpări a înfăşurării nealternante.*

In cazul aşezării nealternante inductanţa de scăpări a înfăşurărilor transformatorului (fig. XV.30) după cum se ştie din principiile de electrotehnică, se determină cu o suficientă precizie din expresiile:

$$L_{s1}=\frac{0{,}4\,\pi\, k w_1^2 l_{Cu1}}{10^8 h}\left(\frac{\delta}{2}+\frac{A_1}{3}\right)\text{H}; \qquad \text{(XV.45)}$$

$$L_{s2}=\frac{0{,}4\,\pi\, k w_2^2 l_{Cu2}}{10^8 h}\left(\frac{\delta}{2}+\frac{A_2}{3}\right)\text{H}, \qquad \text{(XV.46)}$$

în care L_{s1} — inductanţa de scăpări a înfăşurării primare,
L_{s2} — inductanţa de scăpări a înfăşurării secundare,
w_1 — numărul spirelor înfăşurării primare,
w_2 — numărul spirelor înfăşurării secundare,
h — lungimea înfăşurărilor, în lungul fluxului de scăpări,
δ — distanţa între înfăşurări (grosimea stratului izolant)
A_1 — grosimea înfăşurării primare, transversal pe linia fluxului de scăpări,
A_2 — grosimea înfăşurării secundare, transversal pe linia fluxului de scăpări,
l_{Cu1} — lungimea spirei medii a înfăşurării primare,
l_{Cu2} — lungimea spirei medii a înfăşurării secundare,
k — un coeficient determinat experimental, care depinde de tipul înfăşurării şi de datele miezului.

In formulele indicate mai sus toate dimensiunile lineare sunt exprimate în cm.

Inductanţa de scăpări a transformatorului reprezintă suma

dintre inductanța de scăpări a înfășurării primare L_{s1} și inductanța de scăpări a înfășurării secundare raportată la înfășurarea primară L'_{s2}. Notând prin L_{sc} valoarea inductanței de scăpări a transformatorului, determinată de datele lui constructive, se obține:

$$L_{sc} = L_{s1} + L'_{s2} = L_{s1} + \frac{L_{s2}}{n^2} =$$

$$= \frac{0{,}4\pi\, k w_1^2 l_{Cu1}}{10^8 h}\left(\frac{\delta}{2} + \frac{A_1}{3}\right) + \frac{0{,}4\pi\, k w_2^2 l_{Cu2}}{10^8\, h n^2}\left(\frac{\delta}{2} + \frac{A_2}{3}\right] \text{H.} \quad \text{(XV.47)}$$

In cazul construcției înfășurărilor în discuri, lungimea spirei medii a înfășurării primare este egală cu lungimea spirei medii a înfășurării secundare și nu diferă de lungimea spirei medii a transformatorului, care se determină din formulele (XV.42), (XV.43) și (XV.44). In cazul construcției stratificate, lungimea spirei medii a înfășurării primare diferă de lungimea spirei medii a înfășurării secundare. Totuși, dacă în formula (XV.47) se înlocuesc l_{Cu1} și l_{Cu2}, prin lungimea spirei medii a transformatorului l_{Cu} egală cu semisunea dintre l_{Cu1} și l_{Cu2}, aceasta nu va provoca o eroare însemnată. Efectuând această substituire și substituind deasemenea în locul spirelor înfășurării secundare, spirele înfășurării primare multiplicate cu raportul de transformare, după transformări simple se va obține:

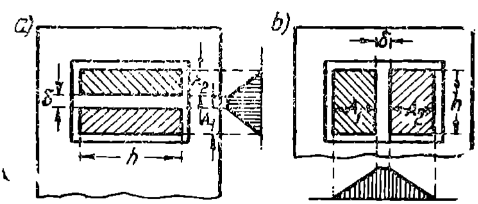


Fig. XV.30. Construcția nealternantă a înfășurărilor și diagrama fluxului de scăpări: *a)* construcția stratificată; *b)* construcția în discuri.

$$L_{sc} = L_{s1} + L'_{s2} = \frac{0{,}4\pi\, k l_{Cu} w_1^2}{10^8 h}\left(\delta + \frac{A_1 + A_2}{3}\right) \text{H.} \quad \text{(XV.48)}$$

Această formulă se utilizează pentru calculul inductanței de scăpări a transformatorului cu așezarea nealternantă a înfășurărilor, în funcție de datele lui constructive. Valoarea coeficientului experimental depinde de relațiile dimensionale ale miezului, de tipul înfășurărilor și de numărul alternărilor. Valoarea aproximativă a acestui coeficient este indicată în tabela XV.4.

Tabela XV.4.

Tipul și amplasarea înfășurărilor	k
Construcția înfășurărilor stratificată nealternantă	$0{,}8 \div 0{,}9$
Construcția înfășurărilor în discuri nealternante	$0{,}7 \div 0{,}8$
Construcția alternantă stratificată și în discuri	$0{,}9 \div 1{,}0$

Dintre aceste valori, cele mai mici se obțin în cazul transformatorilor cu tensiuni de lucru ridicate, în care există mari interstiții izolante între înfășurare și miez, precum și în cazul unui număr redus de secții alternante.

2. *Calculul inductanței de scăpări a înfășurării alternante.*

Deseori, la așezarea nealternantă a înfășurărilor, inductanța de scăpări este mult mai mare decât valoarea stabilită prin calculul electric. In acest caz se folosește alternarea înfășurărilor, care permite să se reducă inductanța de scăpări a transformatorului până la valoarea necesară.

Când înfășurarea se așează în straturi, numărul părților alternante nu se face deobicei mai mare de trei, deoarece dacă numărul lor este mai mare, crește simțitor prețul de cost al confecționării transformatorului și scade coeficientul de umplere a ferestrei miezului. Deaceea, construcția înfășurărilor alternantă, în straturi, se execută aproape întotdeauna prin separarea uneia din înfășurări în două părți, între care se bobineaza cealaltă înfășurare. Părțile în care se separă una din înfășurări pot fi atât egale cât și inegale.

In cazul construcției înfășurării în discuri alternante, folosită rar, din cauza costului mai ridicat al fabricației și a unei rezistențe mecanice mai scăzute, numărul secțiilor se ia nepereche și nu depășește $7 \div 9$. In cazul numărului pereche al secțiilor, inductanța de scăpări a transformatorului crește brusc. Dacă numărul total al secțiilor alternante este mai mare decât trei, pentru obținerea inductanței de scăpări minime a transformatorului, secțiile din margine trebue să se execute cu numărul spirelor jumătate, în comparație cu secțiile interioare ale aceleiași înfășurări (fig. XV.31). Prin aceasta, diagrama fluxului magnetic de scăpări este constituită din elemente identice și simetrice. Infășurarea se numește deci de tip simetric. Pentru determinarea inductanței de scăpări a acestei înfășurări studiem diagrama fluxului de scăpări. După cum se vede din fig. XV.31

într'o serie de puncte diagrama trece prin valoarea zero. In aceste locuri lipseşte câmpul de scăpări magnetice. Prin aceste puncte înfăşurarea este împărţită într'un şir de elemente identice, nelegate între ele prin fluxul de scăpări. Deaceea, inductanţa de scăpări a întregii înfăşurări poate fi obţinută printr'o însumare simplă a inductanţelor de scăpări ale diferitelor elemente.

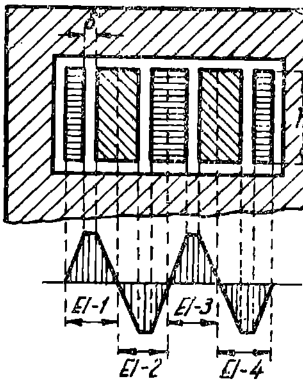


Fig. XV.31. Infăşurarea alternantă simetrică şi diagrama fluxului de scăpări.

Se poate vedea cu uşurinţă că numărul acestor elemente m este totdeauna mai mic cu o unitate, decât numărul secţiilor alternante s

$$m = s - 1. \qquad (XV.49)$$

Inductanţa de scăpări a unui element L_{sm} raportată la înfăşurarea primară, se poate determina prin expresia (XV.48), substituind în ea numărul spirelor din înfăşurarea primară care intră într'un element w_{1m}, grosimea înfăşurării primare şi secundare a unui element a_{1m} şi a_{2m} şi distanţa între secţiile alternante (grosimea izolaţiei) δ:

$$L_{sm} = \frac{0{,}4\pi k l_{Cu} w_{1m}^2}{10^8 h}\left(\delta + \frac{a_{1m} + a_{2m}}{3}\right). \qquad (XV.50)$$

Mărimile w_{1m}, a_{1m}, a_{2m}, δ se exprimă prin numărul total al spirelor înfăşurării primare w_1, prin grosimea totală a înfăşurărilor A_1 şi A_2 şi intrefierul total (grosimea totală a izolaţiei) între secţii Δ, în modul următor:

$$w_{1m} = \frac{w_1}{m}; \qquad (XV.51)$$

$$a_{1m} = \frac{A_1}{m}; \qquad (XV.52)$$

$$a_{2m} = \frac{A_2}{m}; \qquad (XV.53)$$

$$\delta = \frac{\Delta}{m}. \qquad (XV.54)$$

Substituind în formula (XV.50) aceste valori şi adunând inductanţele de scăpări ale tuturor elementelor, se obţine expresia care determină inductanţa de scăpări totală a transformatorului cu înfăşurare alternantă, în straturi sau în discuri, de tip simetric:

$$L_s = \sum L_{sm} = \frac{1}{m^2} \frac{0{,}4\pi k l_{Cu} w_1^2}{10^8 h}\left(\Delta + \frac{A_1 + A_2}{3}\right), \quad \text{(XV.55)}$$

în care m este numărul elementelor înfăşurării, egal cu numărul secţiilor înfăşurărilor mai puţin unu. După cum se vede din formula (XV.55) inductanţa de scăpări a transformatorului scade foarte repede, prin mărirea numărului de elemente ale înfăşurării, şi anume proporţional cu pătratul numărului lor.

3. *Ajustarea inductanţei de scăpări, în cazul înfăşurărilor aşezate în straturi.*

Când înfăşurările sunt aşezate în straturi (cilindrice), numărul părţilor alternante ale înfăşurărilor nu trebue să se facă mai mare decât trei, după cum s'a indicat mai sus. In acest caz, şi inductanţa de scăpări a transformatorului se micşorează, în comparaţie cu înfăşurarea cilindrică nealternantă, aproximativ de patru ori.

Deaceea, la calculul de construcţie al transformatorului cu înfăşurările aşezate în straturi, se determină întâi din formula (XV.48) inductanţa de scăpări, care se obţine la aşezarea înfăşurărilor în straturi nealternante. Dacă valoarea inductanţei de scăpări găsită este mai mică decât cifra obţinută din calculul electric, atunci pentru transformatorul cu sarcină rezistivă, aceasta este perfect admisibilă, transformatorul se execută cu înfăşurare nealternantă, iar caracteristica de frecvenţă, în banda frecvenţelor superioare, se construeşte după inductanţa de scăpări, calculată din formula (XV.48). Dacă este însă necesar să se obţină valoarea L_s, fixată prin calculul electric, se iau măsuri pentru mărirea ei până la valoarea necesară. Pentru aceasta, mijlocul cel mai eficace constă în mărirea distanţei dintre înfăşurări, adică în mărirea grosimii stratului izolant care separă înfăşurările. Deasemenea se poate mări numărul spirelor înfăşurărilor, ceeace este totuşi nefavorabil, deoarece măreşte consumul de conductori pentru transformator. Dacă este necesar să se mărească mult factorul de scăpări se poate trece la aşezarea înfăşurărilor în discuri nealternante (fig. XV.30b), ceeace permite să se mărească inductanţa de scăpări a transformatorului, de mai multe ori.

Dacă inductanța de scăpări calculată din formula (XV.48) depășește de cel mult patru ori valoarea fixată prin calculul electric, se folosește așezarea înfășurărilor în straturi alternante, împărțind una din ele în două părți și așezând cealaltă înfășurare între jumătățile primei înfășurări. La transformatorii de intrare și de cuplaj, se împarte deobicei în două părți înfășurarea secundară, iar înfășurarea primară este așezată între jumătățile înfășurării secundare; la transformatorii de ieșire se procedează invers (se împarte în două părți înfășurarea primară). Aceasta permite să se micșoreze atât capacitatea proprie a transformatorului, cât și cuplajele capacitive din etajul de amplificare.

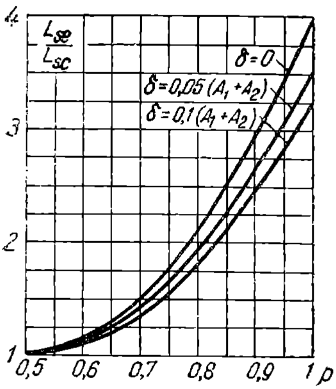


Fig. XV.32 Diagrama pentru determinarea inductanței de scăpări când una din înfășurări este separată în două părți inegale.

In cazul transformatorului cu sarcină rezistivă, înfășurarea secționată se împarte în două părți având un număr egal de spire, ceeace creează o inductanță de scăpări minimă. Dar dacă L_{sc} trebue să se ajusteze la valoarea obținută din calculul electric, aceasta se poate face prin împărțirea înfășurării în două părți inegale, ceeace mărește inductanța de scăpări. Se poate astfel obține orice valoare intermediară pentru L_{sc} între cea a înfășurăriii alternante și cea a înfășurării nealternante. Pentru simplificarea folosirii acestui principiu de ajustare a inductanței de scăpări, în fig. XV.32 se dă diagrama de variație a inductanței de scăpări, la un raport constant al numărului de spire, în funcție de numărul părților în care este separată înfășurarea. Diagrama este construită după o funcțiune care se poate calcula cu ușurință, pe baza metodei folosite mai sus pentru determinarea inductanței de scăpări a înfășurării alternante. In abscisă este trecut raportul dintre numărul spirelor părții ce se așează deasupra si numărul total al spirelor înfășurării. In ordonată este trecut raportul dintre inductanța de scăpări obținută prin aceasta și inductanța de scăpări în cazul jumătăților egale, adică determinată după formula (XV.55) pentru m egal cu 2. Legea variației inductanței de scăpări depinde întrucâtva și de raportul dintre grosimea stratului izolant care separă înfășurările și grosimea totală a înfășurărilor, deaceea în dia-

gramă sunt date curbele pentru trei valori ale acestui raport. Curba din mijloc corespunde raportului care se întâlneşte cel mai des în practică. Aplicând această metodă se calculează, la început, inductanţa de scăpări în cazul jumătăţilor egale ale înfăşurării alternante, după formula (XV.55) pentru $m = 2$, şi se împarte valoarea L_{se} determinată din calculul electric, prin valoarea găsită pentru L_{sc}. Raportul obţinut se trece pe ordonata diagramei din fig. XV.32 şi se determină după curba medie, valoarea abscisei care indică ce parte din înfăşurare trebue să fie aşezată sus.

Pentru exemplificare vom lua un caz concret. Inductanţa de scăpări necesară a unui transformator de intrare, determinată prin calculul electric, este egală cu 13,2 mH. Infăşurarea primară are 1000 de spire, iar cea secundară 10 000 de spire. Inductanţa de scăpări obţinută după formula (XV. 55), din datele de construcţie, este egală cu 5,5 mH în cazul aşezării înfăşurărilor în straturi alternante şi când m = 2. In cazul de faţă raportul inductanţelor de scăpări este:

$$\frac{L_{se}}{L_{sc}} = \frac{13,2}{5,5} = 2,4$$

Presupunând că grosmiea izolaţiei este de aproximativ 0,05 din înălţimea înfăşurărilor, după curba mijlocie din fig. XV. 32, rezultă pentru coeficientul p valoarea 0,87. Deaceea, împărţind înfăşurarea secundară în două părţi, deoarece transformatorul este de intrare, se bobinează înfăşurarea primară între părţile înfăşurării secundare. Se bobinează întâi (1-0,87) · 1000 = 1300 spire din înfăşurarea secundară, după aceea toate cele 1000 spire ale înfăşurării primare, iar deasupra restul de 0,87 · 10000 = 8700 spire ale înfăşurării secundare. Prin această bobinare, inductanţa de scăpări creşte de 2,4 ori, în comparaţie cu bobinarea alternantă în jumătăţi egale şi va fi egală cu valoarea necesară de 13,2 mH.

4. *Ajustarea inductanţei de scăpări, la construcţia înfăşurărilor în discuri, şi determinarea numărului necesar de secţiuni.*

Când înfăşurările sunt construite în discuri nealternante, inductanţa de scăpări a transformatorului se obţine foarte mare şi deobicei depăşeşte cu mult valoarea găsită din calculul electric. Deaceea, în practică se foloseşte deobicei construcţia în discuri cu aşezarea alternantă a înfăşurărilor. Pentru determinarea numărului necesar de secţiuni, la această metodă de aşezare a înfăşurărilor, este suficient să se calculeze de câte ori trebue să se micşoreze inductanţa de scăpări L_{sc}, care se obţine în cazul înfăşurării în discuri nealternante, pentru obţinerea valorii L_{se}, găsită din calculul electric. Deoarece inductanţa de scăpări a transformatorului scade proporţional cu pătratul nu-

mărului de elemente ale înfăşurării, numărul de elemente va fi egal cu rădăcina pătrată a raportului dintre L_{sc} şi L_{se}. Substituind în expresia lui L_{sc}, valoarea k, egală în acest caz aproximativ cu 0,95, găsim:

$$m = \sqrt{\frac{L_{sc}}{L_{se}}} = \sqrt{\frac{l_{Cu}\, w_1^2}{0{,}84 \cdot 10^8 h L_{se}}\left(\Delta + \frac{A_1 + A_2}{3}\right)} \qquad \text{(XV.56)}$$

Valoarea obţinută m se rotunjeşte până la numărul par imediat superior. Adăugând o unitate se obţine numărul necesar de secţii s:

$$s = m + 1 \qquad \text{(XV.57)}$$

Dacă se calculează transformatorul cu sarcină rezistivă, se determină şi inductanţa de scăpări, care se obţine în cazul numărului ales al secţiilor şi se calculează caracteristica de frecvenţă a transformatorului, plecând dela această inductanţă. Dacă inductanţa de scăpări trebue să fie însă egală cu valoarea obţinută din calculul electric, ea este adusă la această valoare prin schimbarea grosimii stratului izolant dintre secţii şi a grosimii secţiilor însăşi.

Să dăm un exemplu: Trebue să se determine numărul necesar de secţii pentru transformatorul care are următoarele date: $h = 0{,}7$ cm; $l_{Cu} = 10$ cm; $\Delta = 0{,}6$ cm; $A_1 = 1$ cm; $A_2 = 1$ cm; $w_1 = 1000$ spire; inductanţa de scăpări obţinută din calculul electric este egală cu 6,5 mH. Substituind aceste date în formula (XV.56) obţinem:

$$m = \sqrt{\frac{10 \cdot 1000^2}{0{,}84 \cdot 10^8 \cdot 0{,}7 \cdot 6{,}5 \cdot 10^{-3}}\left(0{,}6 + \frac{1+1}{3}\right)} = 5{,}75$$

Rotunjind valoarea obţinută pentru m, până la numărul par imediat superior, egal cu 6, din formula (XV. 57), rezultă că numărul necesar de secţii este 7. In acest mod, inductanţa de scăpări se obţine puţin mai mică decât cea fixată prin calculul electric (aproximativ 6 mH); dacă aceasta este admisibil, transformatorul se construeşte astfel. Dacă există necesitatea de a mări pe L_s până la 6,5 mH, aceasta se poate face uşor, printr'o mărire neînsemnată a distanţei dintre secţii.

5. *Inductanţa de scăpări a înfăşurării asimetrice în discuri şi a înfăşurării cu număr pereche de secţii.*

Uneori, pentru simplificarea fabricaţiei transformatorilor cu înfăşurări în discuri, secţiile din margini se fac cu acelaş număr de spire şi de aceaşi grosime

ca şi secţiile interioare. Aceasta micşorează numărul tipurilor de secţii care se folosesc la confecţionarea transformatorului de la 3 la 2. Totuşi, în cazul unui număr total de secţii impar, aceasta provoacă o mărire importantă a inductanţei de scăpări a transformatorului. Să studiem determinarea inductanţei de scăpări în acest caz. Din fig. XV. 33 rezultă că diagrama fluxului de scăpări nu mai este constituită din elemente identice, cum a fost pentru înfăşurarea simetrică; deaceea înfăşurarea de acest gen se poate denumi asimetrică.

Pentru determinarea inductanţei de scăpări a unui element, (numărul elementelor m, este ca şi mai înainte, cu o unitate mai mic decât numărul secţiilor), să recalculăm numărul spirelor înfăşurării primare care aparţin elementului, şi lăţimea stratului înfăşurării elementului, presupunând densitatea înfăşurării uniformă şi numărul spirelor înfăşurării primare şi secundare identic şi egal cu w. Se presupune că secţiile din margini fac parte din înfăşurarea primară. Atunci numărul spirelor fiecărei înfăşurări w_1 din primul element este:

$$w_1 = \frac{2w}{m+2} \qquad \text{(XV.58)}$$

iar lăţimea stratului fiecărei înfăşurări din primul element se determină ca fiind:

$$a_{11} = A_1 \frac{2}{m+2}; \; a_{21} = A_2 \frac{2}{m+2} \qquad \text{(XV.59)}$$

Deoarece numărul spirelor şi grosimile secţiilor înfăşurării secundare sunt egale, rezultă:

$$w_{2s} = w \frac{2}{m}; \; a_{2s} = A_2 \frac{2}{m} \qquad \text{(XV.60)}$$

Numărul spirelor şi lăţimea stratului elementului al doilea se găsesc luând diferenţa dintre datele celei de a doua secţii şi cele ale primului element:

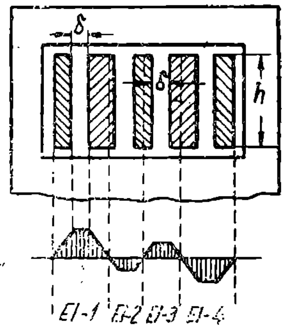


Fig. XV.33. Înfăşurarea simetrică în discuri şi diagrama fluxului de scăpări.

$$w_2 = w_{2s} - w_1 = w \frac{2}{m} - w \frac{2}{m+2} = w \frac{4}{m(m+2)} \qquad \text{(XV.61)}$$

$$a_{22} = a_{2s} - a_{21} = A_2 \frac{2}{m} - A_2 \frac{2}{m+2} = A_2 \frac{4}{m(m+2)} \qquad \text{(XV 62)}$$

$$a_{12} = A_1 \frac{w_2}{w} = A_1 \frac{4}{m(m+2)} \qquad \text{(XV.63)}$$

Prin aceeaşi metodă vom găsi că elementele următoare au:

$$w_3 = w \frac{2(m-2)}{m(m+2)}; \qquad \text{XV.64)}$$

$$a_{23} = A_2 \frac{2(m-2)}{m(m+2)}; \qquad \text{(XV.65)}$$

$$a_{13} = A_1 \frac{2(m-2)}{m(m+2)}; \qquad \text{(XV.66)}$$

$$w_4 = w\frac{8}{m(m+2)}; \qquad (XV.67)$$

$$a_{24} = A_2\frac{8}{m(m+2)}; \qquad (XV.68)$$

$$a_{14} = A_1\frac{8}{m(m+2)}; \qquad (XV.69)$$

$$w_5 = w\frac{2(m-4)}{m(m+2)}; \qquad (XV.70)$$

$$a_{25} = A_2\frac{2(m-4)}{m(m+2)}; \qquad (XV.71)$$

$$a_{15} = A_1\frac{2(m-4)}{m(m+2)}; \qquad (XV.72)$$

şi aşa mai departe. Deoarece diagrama fluxului de scăpări este simetrică în raport cu mijlocul, însumarea inductanţei de scăpări se execută doar pentru jumătate din numărul elementelor, iar rezultatul se dublează. Luând în considerare acest fapt şi substituind în formula (XV. 48) valorile elementelor respective, după adunare obţinem:

$$L_{sc} = \frac{0{,}8\pi k l_{Cu} w_1^2}{10^8 h}\left\{\left[\left(\frac{2}{m+2}\right)^2\left(\delta+\frac{A_1+A_2}{3}\cdot\frac{2}{m+2}\right)\right]+\right.$$
$$+\left[\left(\frac{4}{m(m+2)}\right)^2\left(\delta+\frac{A_1+A_2}{3}\cdot\frac{4}{m(m+2)}\right)\right]+$$
$$+\left[\left(\frac{2(m-2)}{m(m+2)}\right)^2\left(\delta+\frac{A_1+A_2}{3}\cdot\frac{2(m-2)}{m(m+2)}\right)\right]+$$
$$+\left[\left(\frac{8}{m(m+2)}\right)^2\left(\delta+\frac{A_1+A_2}{3}\cdot\frac{8}{m(m+2)}\right)\right]+$$
$$\left.+\left[\left(\frac{2(m-4)}{m(m+2)}\right)^2\left(\delta+\frac{A_1+A_2}{3}\cdot\frac{2(m-4)}{m(m+2)}\right)\right]+\ldots\right\} \qquad (XV.73)$$

Formula (XV. 73) permite să se calculeze inductanţa de scăpări a înfăşurării asimetrice în discuri, cu maximum 11 secţii; la un număr mai mic de secţii nu se iau în considerare toţi termenii seriei. De exemplu, dacă sunt 7 secţii, numărul elementelor va fi egal cu şase, iar inductanţa de scăpări se determină doar pentru primele trei elemente şi prin urmare se consideră numai primii trei termeni.

Calculul dovedeşte că inductanţa de scăpări a acestei înfăşurări depăşeşte inductanţa de scăpări a înfăşurării simetrice, care are acelaşi număr de secţii, de 1,2 ÷ 1,5 ori în funcţie de numărul secţiilor şi de distanţa dintre ele.

In cazul unui număr par al secţiilor înfăşurării în straturi sau în discuri şi la secţii idenitice, inductanţa de scăpări creşte şi mai pronunţat. Deaceea, nu trebue folosit un număr par de secţii. Afară de aceasta, în cazul unui număr par de secţii, înfăşurările nu se pot face simetrice, ceeace este însă uneori necesar.

Aplicând aceleaşi notaţii ca în cazul precedent şi construind diagrama fluxului de scăpări (fig. XV. 34) se vede că această înfăşurare se împarte în elemente identice, al căror număr este de două ori mai mic decât numărul secţiilor alternante.

$$m = \frac{s}{2} \qquad \text{(XV.74)}$$

Numărul spirelor înfăşurării, care intră în fiecare element, precum şi grosimea înfăşurării unui element, se determină în acest caz din expresiile:

$$w_1 = \frac{2w'}{s}; \; a_1 = \frac{2A_1}{s}; \; a_2 = \frac{2A_2}{s}. \qquad \text{(XV.75)}$$

Substituind datele unui element în formula (XV. 48) şi înmulţind rezultatul cu numărul de elemente obţinem:

$$L_{sc} = \frac{4}{s^2} \cdot \frac{0{,}4\,\pi\, k l_{Cu}\, w_1^2}{10^8 h} \left(\delta \frac{s}{2} + \right.$$

$$\left. + \frac{A_1 + A_2}{3} \right). \qquad \text{(XV.76)}$$

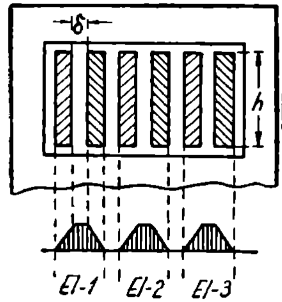


Fig. XV.34. Infăşurarea cu număr par de secţii şi diagrama fluxului de scăpări.

Din comparaţia formulelor (XV. 76) şi (XV. 55) rezultă că la mai mult de cinci alternări trecerea la un astfel de tip de înfăşurare, prin mărirea numărului de secţii cu una, nu provoacă micşorarea, ci mărirea inductanţei de scăpări a transformatorului. De aici reiese clar desavantajul înfăşurării cu număr pereche de secţii alternante.

§ XV.7. Aşezarea înfăşurărilor transformatorului

Pentru aşezarea înfăşurărilor pe carcasă sau în fereastra miezului transformatorului există un şir de considerente dintre care cele mai importante sunt indicate în paragrafele XIII.2, XV.2 şi XV.3.

Când înfăşurarea primară şi secundară se bobinează pe carcase separate, cum se face la transformatorii de ieşire care lucrează sub tensiuni mari, este necesar ca lungimea înfăşurării primare şi a celei secundare h, să fie aproximativ egale; în caz contrar, inductanţa de scăpări a transformatorului creşte simţitor. Dacă înfăşurarea secundară de joasă tensiune are puţine spire şi încape în mai puţin decât un strat, ea trebue să fie bobinată cu spire distanţate, sau în mici grupuri de spire, astfel încât să ocupe toată lungimea unui strat. Dacă înfăşurarea încape într'un strat şi jumătate, din aceleaşi considerente stratul superior incomplect se întinde pe toată lungimea de bobinare.

La înfăşurările în discuri, pentru a evita creşterea inductanţei de scăpări, înălţimea secţiilor înfăşurării primare şi secundare nu trebue să difere cu mai mult de 5 ÷ 10%.

In cazul transformatorilor care lucrează în clasă *B*, trebue să se *execute calculul inductanţei de scăpări dintre părţile înfăşurărilor primare şi secundare care funcţionează concomitent.* De exemplu, pentru transformatorul de ieşire care lucrează în clasă *B*, cu aşezarea înfăşurărilor indicată în fig. XIII.12 se calculează inductanţa de scăpări dintre jumătatea înfăşurării primare şi întreaga înfăşurare secundară. Pentru transformatorul de ieşire în clasă *B*, în care înfăşurările sunt aşezate conform fig. XIII.13, calculul inductanţei de scăpări se execută pentru o jumătate a înfăşurării primare şi pentru jumătatea înfăşurării secundare cuplată cu ea. La transformatorul de ieşire în sâmbure, cu două bobine şi cu jumătăţile înfăşurărilor secundare legate în derivaţie (fig. XIII.15), inductanţa de scăpări trebue să se calculeze pentru o singură bobină a transformatorului.

Deaceea, calculul etajului final de amplificare, care lucrează în clasă *B* trebue să se execute raportând schema în contratimp la un braţ al transformatorului, adică la legarea lămpilor în derivaţie. Calculul etajului bazat pe presupunerea existenţei a doi oscilatori legaţi în serie, care debitează în întreaga înfăşurare primară a transformatorului, este greşit în principiu, deoarece duce la o diagramă greşită a fluxului magnetic de scăpări al transformatorului şi prin urmare la o caracteristică de frecvenţă greşită, în banda frecvenţelor de lucru superioare.

Calculul inductanţei de scăpări a transformatorilor de intrare din etajele finale, care lucrează cu curenţi de grilă, trebue să se execute deasemenea pentru părţile înfăşurărilor ce lucrează simultan. De exemplu, inductanţa de scăpări a transformatorilor cu înfăşurările aşezate ca în fig. XIII.9 se calculează pentru întreaga înfăşurare primară şi pentru jumătate din cea secundară, care este împărţită în două părţi aşezate oblic în raport cu înfăşurarea primară.

La calculul transformatorilor cu mai multe înfăşurări secundare, precum şi cu înfăşurarea secundară prevăzută cu prize, este greu să se asigure o caracteristică de frecvenţă uniformă, în banda frecvenţelor de lucru superioare, pentru toate prizele sau înfăşurările separate. Pentru obţinerea unor caracteristice cât mai uniforme trebue să se aşeze înfăşurările în straturi şi fiecare înfăşurare sau secţie a înfăşurării să se distribue uniform pe toată lungimea carcasei. Sub acest raport, înfăşurarea cu prize este preferabilă celei cu mai multe înfăşurări separate. Dacă prima secţie a înfăşurării secundare se aşează în imediata apropiere a înfăşurării primare, atunci când creşte numărul de secţii introduse în circuit, cuplajul dintre înfăşurarea pri-

mară și cea secundară nu variază mult, iar caracteristica de frecvență poate fi făcută suficient de constantă. In cazul înfășurărilor secundare separate, inductanțele lor de scăpări în raport cu întășurarea primară, cu mare greutate pot fi făcute identice și scăzute. Deaceea, în acest caz, caracteristica de frecvență, pentru diferitele înfășurări secundare, rezultă și ea diferită. O metodă ușoară pentru obținerea a două tensiuni dela transformatorul de ieșire, constă în bobinarea a două secții ale înfășurării secundare care pot fi legate, sau în derivație, sau în serie. Această metodă este cea mai economică, deoarece întotdeauna se folosește tot cuprul înfășurării secundare, permițând să se obțină două tensiuni de ieșire cu raportul 1 : 2. Metoda poate fi folosită doar în cazurile în care secțiile înfășurării secundare pot fi legate atât în serie cât și în derivație. In acest caz caracteristica de frecvență rămâne invariabilă dacă înfășurările sunt executate corect.

§ XV.8. Calculul așezării înfășurărilor

După alegerea tipului înfășurării și după determinarea numărului părților sau al discurilor alternante, se poate calcula locul ocupat de înfășurări în fereastra miezului transformatorului, sau pe carcasa lui. Acest calcul permite să se precizeze datele transformatorului (inductanța lui de scăpări și rezistența înfășurărilor) și deasemenea arată dacă miezul a fost ales în mod just Dacă în cursul acestui calcul va reieși că înfășurările, ținând seama de toleranța maximă pentru diametrul conductorului, ocupă mai puțin decât 0,7÷0,8 din locul liber în fereastra miezului, miezul transformatorului trebue micșorat. Dacă înfășurările nu încap în fereastră, sau pe carcasă, trebue să se ia miezul cu dimensiuni mai mari, sau să se modifice datele electrice, dacă aceasta este posibil. Să studiem cum se execută calculul locului ocupat de înfășurări în cazul unor înfășurări în straturi sau în discuri.

1. *Calculul așezării înfășurărilor în straturi*

In cazul bobinării înfășurărilor după sistemul neregulat, pentru a determina înălțimea ocupată de înfășurări, trebue în primul rând să se determine ce parte din înălțimea ferestrei se folosește pentru așezarea conductorului. Pentru aceasta, în cazul înfășurării fără carcasă, se scade de fiecare parte distanța care se lasă pentru ca să nu alunece conductorul (dela 2 mm, pentru transformatorii mici, până la 5÷6 mm, pentru transformatorii de dimensiuni medii). In cazul înfășurării în carcasă, înăl-

ţimea liberă pentru înfăşurare h_i se determină ca fiind egală cu distanţa interioară dintre pereţii laterali ai carcasei, din care se scade grosimea totală a pereţilor intermediari, dacă aceştia există. Mai departe, determinând din standard diametrul conductorului înfăşurării cu izolaţie, se găseşte suprafaţa ocupată de înfăşurare, din expresia:

$$Q_1 = \frac{d_{1iz}^2 w_1}{k_{Cu1}}; \quad Q_2 = \frac{d_{2iz}^2 w_2}{k_{Cu2}} \tag{XV.77}$$

în care k_{Cu1} şi k_{Cu2} sunt coeficienţii de umplere a suprafeţei înfăşurării primare şi secundare, coeficienţi care ţin seama de: aşezarea mai puţin densă a conductorului la bobinarea neregulată, locul ocupat de straturile izolante şi de bombarea conductorului pe suprafaţa laterală a carcasei dreptunghiulare sau a tubului. Valoarea coeficientului de umplere depinde de diametrul conductorului, de numărul şi grosimea straturilor izolante, de calitatea bobinării şi de întinderea conductorului la bobinare. Valorile medii ale coeficientului de umplure k_{Cu}, pentru cele mai utilizate diametre ale conductorului, sunt indicate în tabela XV.5, alcătuită pe baza datelor practice. Dacă există toleranţă la diametrul conductorului, suprafaţa ocupată de înfăşurări se determină atât pentru diametrul minim, cât şi pentru diametrul maxim.

Tabela XV.5.

Diametrul conductorului fără izolaţie mm	Coeficientul de umplere al înfăşurării, la bobinarea neregulată fără straturi izolante		Coeficientul de umplere al înfăşurării, la bobinarea neregulată cu straturi de hârtie subţire	
	Carcasa rotundă	Carcasa dreptunghiulară	Carcasa rotundă	Carcasa dreptunghiulară
0,05	0,75	0,65	0,6	0,5
0,1	0,8	0,7	0,7	0,6
0,2	0,85	0,75	0,75	0,7
0,5	0,9	0,8	0,8	0,75

Determinând suprafaţa înfăşurărilor din expresia (XV.77), se calculează grosimea înfăşurărilor A_1 şi A_2 (fig. XV.35) prin împărţirea suprafeţei cu înălţimea înfăşurării h_i:

$$A_1 = \frac{Q_1}{h_i}; \quad A_2 = \frac{Q_2}{h_i} \tag{XV.78}$$

Cunoscându-se grosimea înfăşurărilor se determină grosimea totală ocupată de înfăşurări A_t, însumând grosimea înfăşurărilor cu grosimea tubului carcasei şi cu grosimea izolaţiei dintre înfăşurări:

$$A_t = \delta_k + A_1 + \Delta + A_2 \qquad \text{(XV.79)}$$

Grosimea izolaţiei dintre înfăşurări Δ este egală, în cazul aşezării alternante a înfăşurărilor, cu suma grosimilor straturilor izolante δ, dintre părţile alternante ale înfăşurărilor. In cazul înfăşurărilor nealternante, ea este egală cu grosimea stratului izolant dintre înfăşurări. Grosimea stratului izolant dintre înfăşurări se ia în funcţie de tensiunea dintre înfăşurările transformatorului. Valoarea aproximativă a grosimii izolaţiei poate fi determinată din tabela XV.1.

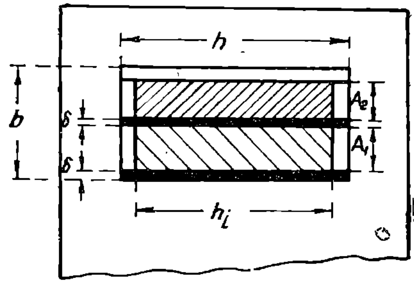


Fig. XV.35. Calculul aşezării înfăşurării neregulate fără carcasă.

Dacă grosimea totală a înfăşurărilor, calculată din expresia (XV.79) rezultă, pentru diametrii maximi ai conductorilor, puţin mai mică decât locul liber din fereastra miezului, miezul transformatorului este ales corect. Dacă însă înfăşurările nu încap în fereastră, sau rămâne prea mult loc liber, se modifică dimensiunile miezului sau datele electrice ale transformatorului, astfel ca înfăşurările să încapă în fereastra miezului având totodată un bun coeficient de umplere.

Când înfăşurările se bobinează în strat, cu intercalări de straturi izolante, calculul locului ocupat de înfăşurări se execută printr'o altă metodă. La început se află înălţimea liberă a unui strat, scăzând din înălţimea ferestrei grosimea pereţilor laterali ai carcasei, dacă aceştia există, şi lăsând de fiecare parte o distanţă de 2 ÷ 5 mm ca să nu pătrundă conductorul în stratul inferior După aceasta se determină numărul de spire dintr'un strat, împărţind înălţimea liberă prin diametrul conductorului izolat:

$$w_{1str} = \frac{h_i}{d_{1iz}}; \quad w_{2str} = \frac{h_i}{d_{2iz}} \qquad \text{(XV.80)}$$

Numărul total de straturi ale înfăşurării c, se determină ca

fiind rezultatul împărţirii numărului de spire al înfăşurării la numărul de spire dintr'un strat:

$$c_1 = \frac{w_1}{w_{1str}}; \quad c_2 = \frac{w_2}{w_{2str}} \qquad \text{(XV.81)}$$

In cazul unei carcase rotunde grosimea ocupată de înfăşurare se determină ca fiind produsul dintre grosimea conductorului cu izolaţie şi numărul de straturi, plus produsul dintre grosimea stratului izolant cu numărul de straturi izolante (care este egal cu numărul de straturi al înfăşurării minus unu):

$$A_1 = d_{1iz} \cdot c_1 + \delta_{g1}(c_1 - 1); \quad A_2 = d_{2iz} \cdot c_2 + \delta_{g2}(c_2 - 1) \qquad \text{(XV.82)}$$

în care δ_{g1} şi δ_{g2} sunt grosimile straturilor izolante intercalate în înfăşurarea primară şi secundară. Grosimea straturilor izolante depinde de grosimea conductorului. Ea variază între 0,02 şi 0,15 mm. Este de dorit ca să se ia stratul izolant cât mai subţire, deoarece aceasta măreşte coeficientul de umplere al ferestrei. Un strat izolant prea subţire este însă îndoit de conductori şi înfăşurarea se deformează cu uşurinţă. La un diametru de conductor de aproximativ 0,1 ÷ 0,15 mm, grosimea normală a stratului izolant este de aproximativ 0,05 mm, iar la conductorul de 0,04 ÷ 0,6 mm, de circa 0,15 mm.

Când conductorul se bobinează pe carcasă dreptunghiulară, înfăşurarea se bombează uşor pe partea plană a carcasei, iar grosimea înfăşurării se obţine puţin mai mare decât produsul dintre grosimea stratului şi numărul de straturi. In acest caz, grosimea înfăşurării se determină din expresia:

$$A_1 = (1{,}2 \div 1{,}4)\,[d_{1iz} \cdot c_1 + \delta_{g1}(c_1 - 1)]; \qquad \text{(XV.83)}$$

$$A_2 = (1{,}2 \div 1{,}4)\,[d_{2iz} \cdot c_2 + \delta_{g2}(c_2 - 1)]$$

Factorul 1,4 se ia când numărul de straturi al înfăşurării este mare, conductorul este subţire şi raportul dintre grosimea pachetului de tole şi lăţimea braţului miezului este mare. Factorul 1,2 se ia când conductorul este gros, există un numr mediu de straturi şi secţiunea miezului este pătrată. După ce se calculează din expresia (XV.83) grosimea înfăşurărilor, se verifică aşezarea lor în fereastra miezului, ca şi în cazul precedent.

2. *Calculul aşezării înfăşurării în discuri.*

Când se calculează aşezarea înfăşurării în discuri, în primul rând se determină înălţimea liberă pentru înfăşurarea secţiilor b_i, egală cu lăţimea ferestrei b, scăzând grosimea tubului carcasei şi distanţa dela marginea superioară a secţiilor, până la

jugul miezului (fig. XV.36). Deoarece secția trebue să se îmbrace liber pe tub, ea are un gol cu cel puțin 1 mm mai mare decât dimensiunile tubului. Deaceea, la calculul așezării înfășurării, grosimea tubului se mărește cu o jumătate de mm, luând-o pentru transformatorii mici de aproximativ 1,5 mm. Distanța dela marginea superioară a secției până la jug se ia de aproximativ 0,2 b.

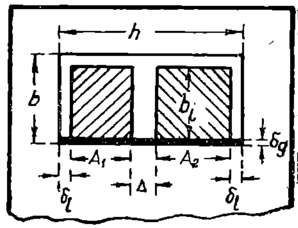


Fig. XV.36. Calculul așezării înfășurării in discuri.

Suprafața ocupată de înfășurările primare și secundare se determină după formulele (XV.77), substituind în ele diametrul conductorului înfășurării primare și secundare cu izolație. Valorile coeficientului de umplere k_{Cu} se iau din tabela XV.5, pentru înfășurarea neregulată fără straturi izolante. Găsind suprafața înfășurării se determină grosimea înfășurărilor A_1 și A_2 din expresia:

$$A_1 = \frac{Q_1}{b_i}; \quad A_2 = \frac{Q_2}{b_i} \cdot \qquad \text{(XV.84)}$$

Se determină apoi locul ocupat de pereții dintre secții, înmulțind grosimea peretelui prin numărul secțiilor, minus o unitate:

$$\Delta = \delta\,(s - 1) \qquad \text{(XV.85)}$$

Grosimea peretelui se ia de cel puțin 1 mm. Pentru micșorarea capacității dintre înfășurări grosimea se ia deobicei egală cu 1,5 ÷ 2 mm.

Adunând grosimea înfășurărilor, locul ocupat de izolație și grosimea a doi pereți laterali δ_l (care din considerente de ordin mecanic nu se fac mai subțiri de 1,5 ÷ 2 mm) se obține înălțimea ocupată de înfășurarea transformatorului. Această înălțime trebue să fie egală, sau puțin mai mică decât înălțimea ferestrei miezului h:

$$A_1 + A_2 + \Delta + 2\,\delta_l \approx h \qquad \text{(XV.86)}$$

Dacă locul ocupat de înfășurare este puțin mai mic decât înălțimea ferestrei, se pune un perete suplimentar, sau se mărește grosimea pereților laterali sau a celor intermediari, sau diametrul conductorului, pentru a se obține umplerea ferestrei; dacă diferența este prea mare, este necesar să se reducă înălțimea miezului transformatorului.

Dacă înfășurarea nu încape în fereastra miezului, se mic-

şorează grosimea pereţilor laterali, a celor intermediari, sau diametrul conductorului, dacă aceasta este posibil. In cazul unei diferenţe considerabile, se măreşte înălţimea miezului.

După ce se obţine egalitatea dintre înălţimea înfăşurării şi înălţimea ferestrei, se determină, pentru înfăşurarea simetrică, grosimea secţiilor interioare ale ambelor înfăşurări, împărţind grosimea înfăşurării prin numărul elementelor înfăşurării m:

$$a_1 = \frac{2A_1}{m} = \frac{2A_1}{s-1}; \; a_2 = \frac{2A_2}{m} = \frac{2A_2}{s-1} \qquad \text{(XV.87)}$$

Dacă numărul total al secţiilor unei înfăşurări simetrice este impar, două secţii laterale, care aparţin aceleiaşi înfăşurări, se fac de două ori mai subţiri, după cum s'a indicat mai sus. Numărul spirelor secţiilor interne ale înfăşurărilor secundare şi primare se calculează din expresiile:

$$\begin{aligned} w_{1s} &= \frac{2w_1}{m} = \frac{2w_1}{s-1}; \\ w_{2s} &= \frac{2w_2}{m} = \frac{2w_2}{s-1}. \end{aligned} \qquad \text{(XV.88)}$$

Secţiile laterale au numărul spirelor redus la jumătate.

In cazul unei înfăşurări asimetrice, cu un număr de secţii impar, dacă toate secţiile înfăşurării respective au aceeaşi grosime, grosimea secţiilor înfăşurării căreia îi aparţin secţiile laterale se determină din formula:

$$a = \frac{2A}{s+1} \qquad \text{(XV.89)}$$

iar numărul de spire al secţiei:

$$w_3 = \frac{2w}{s+1} \qquad \text{(XV.90)}$$

Grosimea şi numărul de spire ale secţiilor celeilalte înfăşurări se determină din expresiile (XV.87) şi (XV.88).

Când numărul secţiilor este par, ceeace se aplică foarte rar în practică, numărul spirelor secţiilor înfăşurării primare şi secundare şi grosimea lor se calculează din formulele:

$$a_1 = \frac{2A_1}{s}; \; a_2 = \frac{2A_2}{s}; \qquad \text{(XV.91)}$$

$$w_{1s} \frac{2w_1}{s}; \; w_{2s} = \frac{2w_2}{s}; \qquad \text{(XV.92)}$$

în care s este numărul total al secţiilor înfăşurărilor transformatorului.

§ XV.9. Secționarea înfășurărilor cu tensiunea de lucru ridicată.

Când amplitudinea componentei alternative a tensiunii din înfășurarea primară a transformatorului este mare, cum este cazul la transformatorii de ieșire cu puterea de sute de wați și mai mult, tensiunea dintre spirele adiacente atinge o valoare mare chiar în cazul înfășurării stratificate. Dacă spirele sunt așezate corect, după cum rezultă din fig. XV.37 tensiunea maximă se obține între spirele extreme a două straturi învecinate. Această tensiune U_m este egală cu f. e. m. E_s, indusă în spire, înmulțită cu numărul de spire dintre două straturi.

$$U_m = 2w_{st}E_s \qquad \text{(XV.93)}$$

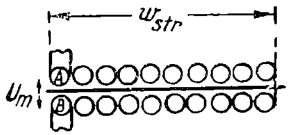


Fig. XV.37. Tensiunea maximă dintre spire, în cazul înfășurării stratificate, apare între spirele extreme A și B ale straturilor.

Amplitudinea supratensiunilor ce apar în înfășurarea primară a transformatorilor de ieșire de putere, care lucrează în clasă B, atinge deseori valori de 5—6 ori mai mari decât tensiunea anodică. De aici, notând numărul total al straturilor înfășurării primare prin c_1 se află ușor tensiunea maximă dintre spire. In cazul înfășurării stratificate nesecționată, aceasta este:

$$U_m = \frac{2 \cdot (5 \div 6)\, U_0}{c_1} = \frac{(10 \div 12)\, U_0}{c_1} \qquad \text{(XV.94)}$$

Tensiunea admisibilă din punct de vedere al rigidității dielectrice, între spirele care sunt așezate unele peste altele, este de 400÷500 V în cazul unei izolații mixte sau duble (пэшо, пэво, пшд) și a existenței unor straturi izolante de hârtie între straturile înfășurării. Prin împărțirea expresiei (XV.94) la tensiunea admisibilă, găsim în câte secții legate în serie trebue să se împartă înfășurarea, pentru ca tensiunea maximă între spire să nu depășească valoarea admisibilă:

$$s = \frac{(10 \div 12)\, U_0}{(400 \div 500)\, c_1}, \qquad \text{(XV.95)}$$

în care prin s este notat numărul necesar de secții.

După cum s'a indicat mai sus, apariția în circuitul anodic a șocurilor de tensiune cu front abrupt, determină căderea unei mari părți din supratensiune pe spirele de intrare ale înfășurării trans-

formatorului. Deaceea, stratul superior al secției legate la anodul tubului din etajul final trebue să aibă o rigiditate mărită, ceeace se realizează prin separarea lui de straturile celorlalte secții, printr'un perete izolant mai gros, sau prin executarea stratului superior dintr'un conductor cu izolație mai groasă, sau prin bobinarea distanțată a spirelor stratului superior.

Dimensiunile înfășurărilor, grosimea izolației și dimensiunile carcasei, obținute după calculul de așezare a înfășurării, diferă deobicei de valorile aproximative, folosite la determinarea inductanței de scăpări a transformatorului, și la calculul diametrului conductorilor înfășurărilor. Deaceea, după acest calcul trebue să se verifice în mod definitiv inductanța de scăpări a transformatorului calculat, cunoscând precis toate dimensiunile carcasei și datele înfășurărilor.

Totodată trebue să se găsească valoarea exactă a rezistenței înfășurărilor, deoarece lungimea spirei medii poate fi determinată acum cu precizie.

§ XV.10. Verificarea răcirii înfășurărilor.

Tranformatorii de mare putere se încălzesc datorită căldurii născute în înfășurări. Dacă temperatura înfășurărilor crește excesiv, izolația conductorilor, precum și izolația dintre înfășurări își pierde rigiditatea dielectrică și se distruge. Aceasta provoacă scurtcircuitarea înfășurărilor, sau străpungerea izolației dintre înfășurări. Deaceea, la calculul transformatorului de ieșire de putere, trebue să se verifice dacă acesta nu se va supraîncălzi. In acest scop se determină puterea disipată în înfășurări, rezistența înfășurărilor în curent continuu și valoarea eficace a curentului din înfășurări fiind în prealabil cunoscute:

$$\Delta P_{tr} = \Delta P_1 + \Delta P_2 \approx I_1^2 r_1 + I_2^2 r_2 . \qquad \text{(XV.96)}$$

Curentul din înfășurarea secundară a transformatorului de ieșire poate fi determinat din expresia:

$$I_2 = \frac{P_2}{U_2} , \qquad \text{(XV.97)}$$

Dacă transformatorul este de modulație, iar prin înfășurarea lui secundară trece componenta continuă I_{02}, valoarea eficace a curentului secundar va fi:

$$I_2 = \sqrt{I_{02}^2 + \left(\frac{P_2}{U_2} \right)^2} . \qquad \text{(XV.98)}$$

Dacă transformatorul funcţionează în clasă B, valoarea eficace a curentului din înfăşurarea primară, pentru un semnal sinusoidal, se va determina din expresia:

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^{\frac{T}{2}} i^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^{\frac{T}{2}} (I_{m1}\sin\omega t)^2 dt} = \frac{I_{m1}}{2}. \quad (XV.99)$$

In cazurile când este posibilă funcţionarea transformatorului cu puterea totală o perioadă îndelungată (mai multe ore), la calculul puterii disipate în înfăşurări trebue să se ia valorile maxime de calcul ale puterii debitate P_2 şi ale amplitudinii curentului din înfăşurarea primară I_{m1}.

La amplificatorul de bandă largă, amplitudinea semnalului variază, atingând doar câteodată valoarea maximă de calcul. Valoarea medie a puterii debitate de acest amplificator este mult mai scăzută decât cea maximă. Deaceea, verificarea răcirii înfăşurărilor transformatorului de ieşire al unui amplificator puternic de bandă largă, trebue să se execute pentru puterea medie debitată, (care nu depăşeşte jumătate din puterea maximă debitată), şi nu pentru puterea maximă. In consecinţă, valoarea eficace a curentului din înfăşurarea primară se poate considera în aceste condiţii de 1,414 ori mai mică decât valoarea obţinută din expresia (XV.99).

După ce se calculează puterea disipată în înfăşurări se determină suprafaţa de răcire a înfăşurărilor. Deoarece miezul unui transformator de ieşire de putere nu se încălzeşte, se poate considera că suprafaţa de răcire a înfăşurărilor este egală cu suma dintre suprafaţa interioară a carcasei înfăşurării primare şi suprafaţa exterioară a înfăşurării transformatorului:

$$S_{răcire} \approx S_{int} + S_{ext} \quad (XV.100)$$

Suprafaţa interioară a carcasei este egală cu produsul dintre perimetrul interior al carcasei l_{int} şi lăţimea înfăşurării h_i:

$$S_{int} = l_{int} h_i \cdot \quad (XV.101)$$

Suprafaţa exterioară a înfăşurării este egală cu produsul dintre perimetrul spirei exterioare l_{ext} şi înălţimea înfăşurării h_i:

$$S_{ext} = l_{ext} h_i \cdot \quad (XV.102)$$

Temperatura înfăşurării rezultată din bilanţul termic depinde mai ales de puterea disipată pe unitatea de suprafaţă. Când

grosimea înfăşurărilor este mică, sub 1,5÷2 cm., nu există pericolul de supraîncălzire a straturilor inferioare, dacă puterea specifică ce trebue disipată, la răcirea naturală cu aer a transformatorului nu depăşeşte 0,05 watt/cm², din suprafaţa totală de răcire:

$$\frac{\Delta P_{tr}}{S_{răcire}} \leq 0,05 \frac{W}{cm^2}. \qquad (XV.103)$$

La răcirea cu ulei, puterea specifică disipată poate fi mărită până la 0,1 W/cm². Dacă transformatorul are două bobine, suprafaţa lui de răcire va fi de două ori mai mare decât cea calculată prin formula (XV.100).

Aşezarea înfăşurărilor şi verificarea la răcire constitue ultima operaţie în calculul de construcţie al transformatorului de joasă frecvenţă. După calculul de construcţie se trece la elaborarea amănuntelor de construcţie, se execută desenele elementelor transformatorului şi se elaborează procesul tehnologic de producţie. Elaborarea tehnologiei de producţie include atât elaborarea procesului de confecţionare a elementelor şi asamblarea, cât şi stabilirea procesului de control al pieselor şi fabricatelor. Procesul de control trebue să fie astfel stabilit, încât piesele rebutate să fie imediat excluse din procesul de producţie şi verificarea fabricatului să asigure împlinirea condiţiilor pe care trebue să le satisfacă transformatorul propus, acesta fiind unul din multiplele elemente ale aparatajului electronic complex, modern.

CAPITOLUL XVI.

ECRANAREA TRANSFORMATORILOR

§ XVI.1. Ecranarea electrostatică

In capitolul XIII s'a indicat că transformatorii de intrare şi uneori şi cei de cuplaj trebue să fie bine protejaţi contra câmpurilor magnetice şi electrostatice exterioare. Deosebit de importantă este protecţia împotriva câmpurilor exterioare, în cazul instalaţiilor alimentate dela reţeaua de curent alternativ. Pentru o transmisie de înaltă calitate, tensiunea paraziţilor din înfăşurarea primară a transformatorului microfonic de intrare, trebue să fie de câteva mii de ori mai mică decât amplitudinea de calcul a semnalului, adică nu trebue să depăşească fracţiuni de microvolţi.

Protecţia împotriva tensiunilor parazite, transmise prin cuplajele capacitive dintre sursele de paraziţi şi circuitele înfăşurărilor transformatorilor, adică protecţia contra câmpurilor electrostatice, nu prezintă greutăţi speciale. Pentru protecţia contra câmpurilor electrostatice este suficient ca transformatorul şi conductorii care pornesc dela el să se acopere cu un înveliş metalic continuu, de orice grosime, din orice metal, legat cu punctul în care potenţialul este egal cu zero (şasiul amplificatorului sau „pământul"). Tensiunea parazită, apărută datorită cuplajelor capacitive, când aşezarea şi montajul pieselor amplificatorului sunt corecte, este redusă şi deobicei ecranarea electrostatică a transformatorului şi a circuitelor lui este necesară numai în cazurile când tensiunea semnalului din circuit se evaluiază la fracţiuni de volt. Drept ecran electrostatic pentru transformator se foloseşte deobicei blindajul metalic, în care acesta se introduce pentru a fi protejat de deranjamentele mecanice, influenţe climaterice şi câmpuri magnetice. Cerinţa de ecranare a conductorilor care pleacă dela înfăşurările transformatorilor, este satisfăcută prin folosirea pentru montajul circuitelor a unui conductor izolat cu cămaşă metalică (aşa numitul conductor ecranat). Invelişul metalic al conductorului se leagă bine cu punctul de

potențial zero; dacă însă nu se pune cămașa la pământ apar mult mai mulți paraziți decât în lipsa ecranului. Dacă ambii conductori ai înfășurării transformatorului sunt sub tensiune, ceeace are loc în cazul unei scheme simetrice a transformatorului, ambii conductori trebue să fie ecranați. In cazul schemei asimetrice, când unul din capetele înfășurării este pus la pământ, se ecranează doar celălalt capăt, care este sub tensiune.

Când tensiunea maximă a semnalului din circuit este de ordinul milivolților sau microvolților, ecranarea electrostatică și punerea la pământ a ecranului trebue să se execute deosebit de atent. Conductorul care pleacă dela transformator spre grila de comandă a tubului trebue să fie ecranat până la contactul de grilă al tubului, sau căpăcelul de pe balon; o porțiune neecranată de câțiva centimetri provoacă o creștere puternică a nivelului perturbațiilor. In aceste cazuri, circuitul primar se ecranează chiar până la clemele de intrare dacă acestea există în amplificator.

Cu cât rezistența interioară a circuitului este mai ridicată, cu atât circuitul este mai sensibil față de perturbațiile electrostatice. Aceasta se explică prin faptul că din cauza unei impedanțe foarte ridicate a cuplajului capacitiv al circuitului cu sursa perturbațiilor (capacitatea cuplajului infinit de mică), diferența de potențial parazitar dintre conductorii circuitului, va fi practic proporțională cu impedanța circuitului. Deaceea, circuitul înfășurării secundare a transformatorului de intrare, care are o impedanță mai ridicată, este mai sensibil față de inducțiile electrostatice.

Trebue să se aibă în vedere că ecranarea electrostatică a circuitelor mărește capacitatea montajului; de aceasta trebue să se țină seama la calculul capacității care încarcă transformatorul. Capacitatea conductorului ecranat este funcție de diametrul, grosimea și felul materialului izolant; la conductorii ecranați obișnuiți cu diametrul exterior scăzut ea este de 100 ÷ 200 $\mu\mu$ F/m. Conductorii de înaltă frecvență speciali ecranați, cu capacitatea scăzută, au capacitatea de 20 ÷ 40 $\mu\mu$ F/m, dar au un diametru mare și o flexibilitate mai scăzută.

§ XVI.2. Ecranarea împotriva câmpurilor magnetice

Câmpurile magnetice exterioare ale transformatorilor aparatajului învecinat, ale electromotoarelor, transformatorilor de rețea, transformatorilor de alimentare, induc f. e. m. perturbatoare în înfășurările transformatorului de joasă frecvență.

Forța electromotoare parazită, indusă de câmpurile exterioare în înfășurările transformatorului de intrare al amplificatorului

cu nivel de intrare scăzut (amplificatorul microfonic, amplificatorul magnetofonului), depăşeşte deobicei, de multe ori mărimea admisibilă dacă nu s'au luat măsuri speciale pentru micşorarea paraziţilor induşi.

Protecţia transformatorului contra câmpurilor magnetice exterioare este mult mai complexă decât protecţia electrostatică. Pentru micşorarea f. e. m. induse în transformatori de câmpul magnetic exterior trebue:

a) să se micşoreze dimensiunile transformatorului şi numărul spirelor înfăşurărilor, ceeace se realizează prin folosirea pentru miez a aliajelor magnetice cu o permeabilitate iniţială cât mai ridicată;

b) să se aşeze transformatorul pe şasiul amplificatorului, astfel ca axa înfăşurării să fie perpendiculară pe direcţia liniilor de forţă ale câmpurilor magnetice perturbatoare. Această poziţie poate fi determinată pe cale experimentală, la o machetă de aparat în funcţiune modificând poziţia transformatorului, până se obţine un nivel minim de paraziţi la ieşire.

Deasemenea, folosirea construcţiei transformatorului în sâmbure, cu două bobine, reduce paraziţii induşi de câmpul magnetic.

Totuşi, mijloacele enumerate nu asigură reducerea necesară a nivelului paraziţilor induşi de câmpurile magnetice exterioare. Deaceea, transformatorii de intrare din amplificatorii cu un nivel de intrare scăzut, se protejează contra câmpurilor magnetice exterioare, printr'un ecran dintr'un material cu o permeabilitate magnetică mai mare (fig. XVI.1). Acest ecran micşorează numărul liniilor magnetice de forţă ale câmpului perturbator care intră în miezul transformatorului, din două motive:

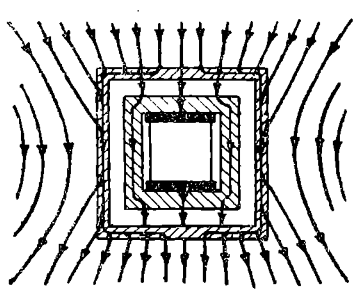


Fig. XVI.1. Protecţia transformatorului contra câmpului magnetic exterior, printr'un ecran cu o înaltă permeabilitate magnetică

a) din cauza unei reluctanţe scăzute a ecranului în comparaţie cu reluctanţa spaţiului dintre ecran şi transformator, majoritatea liniilor de forţă ale câmpului perturbator trec prin ecran fără a intra în miezul transformatorului;

b) câmpul perturbator, variabil în timp, care trece prin ecran în miezul transformatorului, provoacă apariţia curenţilor turbionari în metalul ecranului, care creează un câmp îndreptat în sens contrar şi neutralizează parţial câmpul perturbator iniţial.

In domeniul frecvenţelor joase (zeci şi sute de herţi), curenţii turbionari influenţează slab ecranarea, astfel încât protecţia produsă de ecran contra câmpului exterior se bazează mai ales pe primul motiv.

Ca rezultat al reducerii numărului liniilor de forţă ale câmpului perturbator care intră în miezul transformatorului, se micşorează paraziţii induşi în înfăşurările lui. Raportul dintre f. e. m. a paraziţilor E_p induşi în transformatorul neecranat, şi f. e. m E_{pe} indusă în transformatorul cu ecran la aceeaşi intensitate a câmpului perturbator, se numeşte coeficient de ecranare şi se notează prin γ:

$$\gamma = \frac{E_p}{E_{pe}}; \qquad \gamma_{db} = 20 \log \frac{E_p}{E_{pe}} \cdot \qquad \text{(XVI.1)}$$

Coeficientul de ecranare se exprimă atât în unităţi convenţionale cât şi în decibeli.

Coeficientul de ecranare este deci cu atât mai mare, cu cât reluctanţa ecranului este mai mică, în comparaţie cu reluctanţa spaţiului dintre ecran şi miezul transformatorului. De aici se pot trage următoarele concluzii:

a) Permeabilitatea magnetică iniţială a materialului ecranului, (iniţială, deoarece inducţia provocată de câmpul perturbator este foarte mică) trebue să fie cât se poate mai ridicată. Deaceea, un ecran din permalloy, la o grosime egală, va produce o ecranare de multe ori mai mare decât ecranul din tole de oţel obişnuit.

b) Creşterea grosimii ecranului măreşte coeficientul de ecranare aproape proporţional cu grosimea, deoarece reluctanţa ecranului scade cu creşterea grosimii lui.

c) Distanţa dintre miezul transformatorului şi ecran trebue să fie suficient de mare pentru a asigura o reluctanţă suficient de mare a spaţiului. Totuşi, distanţele prea mari măresc exagerat dimensiunile exterioare şi greutatea construcţiei şi produc o creştere redusă a coeficientului de ecranare. Deaceea, în cazul unor dimensiuni importante ale miezului (E—20 .... E—30), distanţa dintre miez şi ecran se ia de cel mult 7 ÷ 10 mm, iar în cazul dimensiunilor mici (E—10 .... E—12), de cel mult 3 ÷ 5 mm.

d) Este inadmisibilă fixarea transformatorului în interiorul ecranului prin piese de oţel, deoarece ele formează o punte conducătoare între miez şi ecran, mărind prin aceasta nivelul paraziţilor induşi în transformator.

e) Construcţia ecranului trebue să fie de aşa natură, încât în calea liniilor magnetice de forţă care trec prin ecran, să nu existe rosturi şi cusături cu o reluctanţă mare, deoarece în caz contrar, coeficientul de ecranare scade simţitor. Deaceea, îmbi-

nările diferitelor părți ale ecranului de pe parcurs trebue să se execute cu o reluctanță suficient de scăzută, ceeace se poate realiza dacă îmbinările se execută prin suprapunere și nu în rost.

Prin mărirea frecvenței, acțiunea de ecranare a ecranelor din material magnetic scade, din cauza micșorării permeabilității magnetice a materialului la frecvențele superioare, provocată de fenomenul concentrării fluxului magnetic la suprafața ecranului. Acest fenomen începe să se manifeste cu atât mai devreme, cu cât este mai ridicată permeabilitatea materialului ecranului. Când se folosește permalloy, pentru a micșora reducerea ecranării cu frecvența, ecranul trebue să se execute din tole de cel mult 0,3 ÷ 0,4 mm, folosind mai multe straturi dacă este necesară o grosime mai mare.

Din cauza unei permeabilități inițiale scăzute, ecranele din oțel de transformator sau oțel obișnuit au coeficienți de ecranare mici și pot fi folosite, când coeficientul de ecranare necesar nu depășește câteva unități. Ecranele din aceste materiale produc o ecranare aproape constantă, până la o frecvență de câteva mii și chiar zeci de mii de herți; la frecvențe mai ridicate, coeficientul de ecranare scade.

Dacă este necesar un coeficient de ecranare de aproximativ 10 ÷ 20 sau mai mult, ecranul din oțel de transformator sau oțel obișnuit devine prea voluminos, greu și scump. In aceste cazuri este mult mai rentabilă folosirea permalloyului. Ecranul din permalloy, cu o grosime mică și dimensiuni reduse, permite să se obțină un coeficient de ecranare de ordinul 100 și mai mult (vezi exemplul de calcul din paragraful XVI.5).

Pentru a obține coeficienți de ecranare mai ridicați, în loc de a mări grosimea ecranului sau distanța dintre miez și ecran, este mai avantajos să se îmbrace transformatorul ecranat cu încă un ecran, situat la o oarecare distanță de primul (fig. XVI.2). Coeficientul de ecranare al acestui ecran dublu este egal cu produsul dintre coeficientul de ecranare al ecranului interior și cel al ecranului exterior, în timp ce la dublarea simplă a grosimii unuia dintre ecrane, coeficientul de ecranare se dublează. Ecranul dublu din permalloy, cu permeabilitatea inițială de mai multe mii de gauss-oersted, la o grosime scăzută permite să se obțină o micșorare a nivelului paraziților induși în transformator de câteva mii de ori. In cazurile rare, când este necesară o protecție și mai sigură contra paraziților, se folosesc ecrane triple.

Analiza teoretică a fenomenului de ecranare arată că pentru o grosime totală dată a ecranului dublu sau triplu (inclusiv intervalele dintre ecrane), coeficientul total de ecranare atinge

valoarea maximă când grosimea diferitelor ecrane şi a intervalelor dintre ele creşte proporţional cu distanţa la centru, iar grosimea intervalului este media geometrică dintre grosimile ecranelor alăturate.

In articolul lui V. G. Gustavson (B.19) se studiază tocmai această construcţie a ecranului, ceeace poate face pe cititor să creadă că este optimă şi trebue preferată în practică. In realitate construcţia studiată în articolul amintit nu este aptă pentru utilizarea practică, deoarece se caracterizează printr'un supraconsum de materiale valoroase.

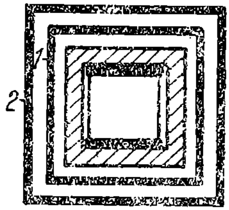


Fig. XVI.2. Ecranare dublă: 1) ecranul interior; 2) ecranul exterior

Folosirea ecranelor construite după principiul progresiei geometrice este imposibilă în practică şi nerentabilă, deoarece necesită material de diferite grosimi pentru fiecare înveliş al ecranului şi dă un coeficient de ecranare scăzut la consumul respectiv de material. Când distanţa dintre ecrane se măreşte, coeficientul de ecranare creşte brusc, practic la acelaş consum de material pentru ecrane, şi cu o creştere neînsemnată a dimensiunilor exterioare ale ecranului. Deaceea, în practică *distanţa dintre învelişurile separate ale ecranelor multiple trebue să se facă mai mare decât grosimea învelişurilor şi anume de acelaş ordin ca şi distanţa dintre miez şi ecranul interior. Grosimea fiecărui înveliş se ia de cel mult 0,5 ÷ 1 mm, iar învelişurile se execută de aceiaşi grosime.* La această construcţie, utilizarea permalloyului este mult mai eficace.

Acţiunea de ecranare, a ecranelor din permalloy cu grosimea de 0,3 ÷ 0,5 mm, începe să scadă la frecvenţele mai mari de câteva sute sau mii de herţi, în funcţie de permeabilitatea iniţială a permalloyului.

Pentru ecranarea transformatorilor contra câmpurilor perturbatoare cu o frecvenţă care depăşeşte câteva sute sau mii de herţi, este suficient să se înconjoare transformatorul cu un ecran dintr'un material care are o rezistenţă electrică scăzută, de exemplu un ecran din cupru. Acţiunea de ecranare a acestui ecran este produsă de câmpul de sens contrar al curenţilor turbionari care iau naştere în ecran. Acţiunea de ecranare a ecranului din cupru creşte proporţional cu frecvenţa şi atinge valori foarte mari la frecvenţele radiofonice. La frecvenţele de câteva zeci de herţi, coeficientul de ecranare scade aproape până la unitate, adică la aceste frecvenţe ecranul nu reduce aproape deloc paraziţii.

Grosimea ecranelor de cupru, folosite în practică, variază dela câteva zecimi de milimetru până la mai mulți milimetri. Cu cât ecranul este mai gros, cu atât frecvențele dela care începe acțiunea de ecranare sunt mai joase.

Ecranele de cupru se folosesc, deobicei, împreună cu ecranele din material magnetic. Ecranarea produsă de un astfel de ecran combinat nu scade, chiar la frecvențe foarte ridicate.

§ XVI.3. Construcția ecranelor magnetice

Construcțiile ecranelor magnetice sunt foarte variate. Cea mai simplă construcție a ecranului este constituită dintr'o cutie cilindrică sau paralelipipedică din material magnetic, închisă din toate părțile (fig. XIV.3) care are capacul sau fundul demontabil, și de care se fixează transformatorul ecranat. Concomitent cu protecția contra câmpului magnetic, acest ecran protejează deasemenea transformatorul contra deranjamentelor mecanice, iar în cazul construcției ermetice a ecranului, și contra acțiunilor umidității. Transformatorul se fixează la o distanță oarecare de capac, cu ajutorul colțarelor, garniturilor sau piciorușelor din material diamagnetic. Construcția ecranului trebue să asigure o reluctanță scăzută pe parcursul liniilor de forță care merg în lungul axei înfășurării transformatorului. Este preferabil ca pe acest parcurs să nu existe îmbinări, dar dacă ele sunt necesare, trebue executate prin suprapunere.

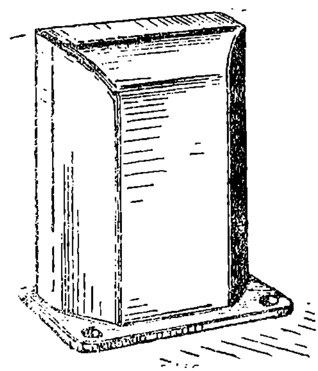


Fig. XVI.3. Ecranul magnetic sub forma de cutie.

Ecranul poate fi executat și din două jumătăți identice ștanțate și asamblate în rost (fig. XVI.4), cu condiția ca planul îmbinării să fie situat în lungul axei înfășurării transformatorului ecranat.

O construcție simplă a ecranului este reprezentată în fig. XVI.5 și XVI.6. Ecranul se confecționează din două platbande îndoite sau din câteva spire de bandă de oțel sau permalloy. Transformatorul se fixează în rama interioară, peste care se îmbracă etanș rama exterioară, astfel ca părțile ei să acopere golurile ramei interioare, formând o cutie închisă din toate părțile. Intr'un asemenea ecran transformatorul se fixează astfel, încât axa bobinei lui să treacă prin laturile ecranului, care au grosimea dublă.

Ecranele duble sau triple au aceeaşi construcţie, ca şi cele simple. Pentru simplificarea construcţiei, ecranul interior se execută uneori în formă de paralelipiped sau cilindru fără capace. Dacă ecranul este confecţionat din material magnetic, simplificarea nu e recomandabilă deoarece lipsa capacelor, poate micşora de mai multe ori coeficienţii de ecranare.

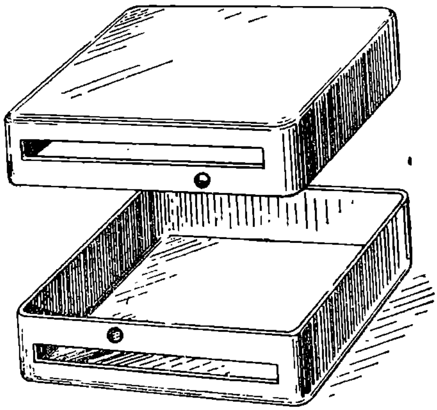


Fig. XVI.4. Ecranul ştanţat din două jumătăţi

Pentru obţinerea unei ecranări bune până la frecvenţe ridicate, se foloseşte ecranul mixt din material magnetic şi cupru. In cazul unui singur înveliş din material magnetic, ecranul din cupru se aşează în interior şi se execută fără capace, din bandă de cupru îndoită, cu o cusătură bine lipită. Deasemenea, dă rezultate bune simpla introducere a unor plăcuţe de cupru, cu grosimea de 1 : 2 mm, între feţele miezului perpendiculare pe direcţia axei bobinei trans-

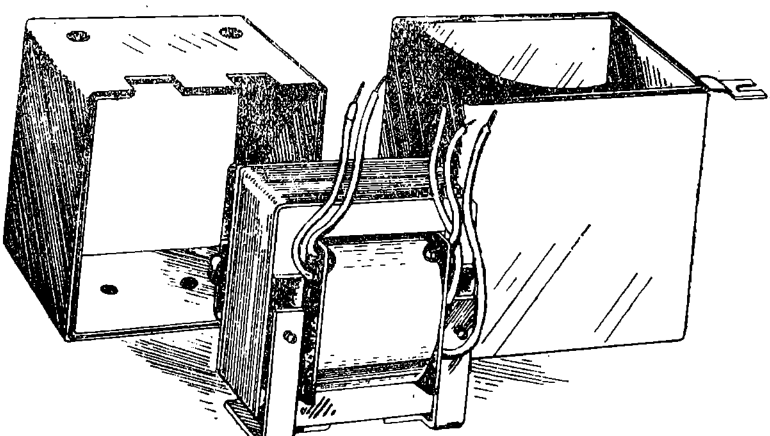


Fig. XVI.5. Ecran format din două rame dreptunghiulare, care se introduc una în alta

formatorului şi ecran. In cazul a două învelişuri din material

magnetic, aceste plăcuțe, sau ecranul din cupru, se plasează între ecranele din material magnetic.

Dacă panoul pe care se fixează transformatorul ecranat este confecționat din oțel, ecranul trebue să se fixeze pe panou printr'o garnitură diamagnetică, fără a uita însă să se lege electric de panou, pentru a preveni influența electrostatică. In cazul fixării direct de panoul de oțel, paraziții induși în transformator cresc puternic din cauza concentrării câmpului magnetic perturbator de către panou.

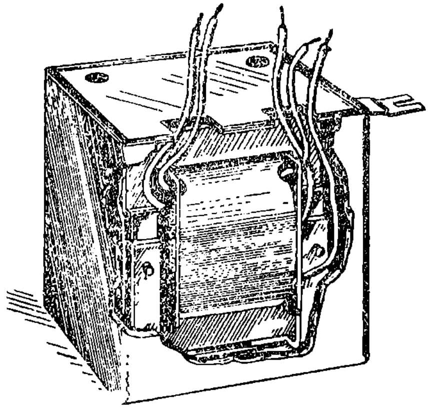


Fig. XVI.6. Transformator în ecran asamblat

§ XVI.4. Determinarea coeficientului de ecranare necesar

Pentru determinarea valorii aproximative a coeficientului de ecranare necesar, este suficient să se împartă tensiunea redusă de câmpul perturbator în înfășurările transformatorului neecranat U_{pn}, prin valoarea admisibilă a tensiunii paraziților U_{pad}, din înfășurarea respectivă:

$$\gamma = \frac{U_{pn}}{U_{pad}}; \quad \gamma db = 20 \log \frac{U_{pn}}{U_{pad}} \cdot \qquad \text{(XVI.2)}$$

Valoarea admisibilă a tensiunii parazite induse în înfășurarea transformatorului, este funcție de amplitudinea de lucru minimă a semnalului util din înfășurarea respectivă. In majoritatea cazurilor este necesar ca amplitudinea tensiunii parazite să fie de mai multe ori mai mică decât amplitudinea minimă a semnalului.

Amplitudinea f. e. m. parazite, indusă în înfășurarea transformatorului neecranat de tip manta, se poate calcula din expresia bine cunoscută, care determină f. e. m. indusă în înfășurare, în funcție de câmpul megnetic sinusoidal:

$$E_{pn} = \omega_p w \Phi_p \cdot 10^{-8} \ V, \qquad \text{(XVI.3)}$$

în care ω_p — pulsația câmpului parazit,

w — numărul spirelor înfășurării,

Φ_p — fluxul magnetic total al câmpului parazit, care trece prin spirele înfăşurării.

Din cauza permeabilităţii magnetice ridicate a materialului miezului transformatorului, aproape toate liniile de forţă ale câmpului parazit care induce f. e. m. în înfăşurări, trec prin miez. Inlocuind fluxul total parazit din braţ Φ_p prin inducţia parazită B_p şi secţiunea netă a braţului q_c, se obţine:

$$E_{pn} = \omega_p w B_p q_c 10^{-8} \; V. \qquad \text{(XVI.4)}$$

Dacă liniile de forţă ale câmpului parazit nu ar fi concentrate de miezul transformatorului, inducţia în braţ B_p ar fi numeric egală cu intensitatea câmpului parazit H_p. In realitate, miezul concentrează liniile de forţă, deformând câmpul, din care cauză inducţia provocată de câmpul parazit în braţul transformatorului depăşeşte intensitatea câmpului:

$$B_p = kH_p, \qquad \text{(XVI.5)}$$

In care k este coeficientul care ia în considerare concentrarea liniilor câmpului de către miez. Această valoare depinde de forma miezului, de dimensiunile lui şi de distanţa dintre transformator şi sursa câmpului perturbator. S'a demonstrat prin măsurări, că în cazurile obişnuite valoarea acestui coeficient este situată între 3 şi 5. Substituind valoarea B_p în formula (XVI.4) se va găsi:

$$E_{pn} = \omega_p w k H_p q_c 10^{-8} \; V. \qquad \text{(XVI.6)}$$

Când se leagă transformatorul în schemă, circuitul înfăşurării lui primare se închide prin rezistenţa sursei semnalului R, iar înfăşurarea secundară se încarcă deseori printr'un shunt. Neglijând, pentru simplificarea calculelor, rezistenţa înfăşurărilor, se obţine schema echivalentă a transformatorului de intrare, pentru paraziţii situaţi în domeniul frecvenţelor inferioare şi medii, în forma reprezentată în fig. XVI.7. Din această schemă se poate deduce cu uşurinţă că tensiunea paraziţilor la bornele înfăşurării primare va fi:

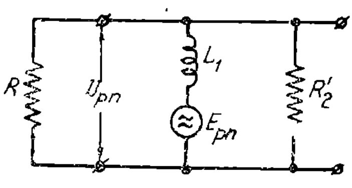


Fig. XVI.7. Schema echivalentă pentru determinarea tensiunii parazite din înfăşurarea primară a transformatorului

$$U_{pn} = E_{pn} \frac{R_e}{\sqrt{R_e^2 + (\omega_p L_1)^2}} = \frac{E_{pn}}{\sqrt{1 + \left[\frac{\omega_p L_1}{R_e}\right]^2}}, \qquad \text{(XVI.7)}$$

unde

$$R_e = \frac{RR'_2}{R+R'_2} \approx R \frac{\alpha}{1+\alpha} \cdot \qquad \text{(XVI.8)}$$

Inlocuind pe E_{pn} prin valoarea ei și împărțind rezultatul prin U_{pad} se obține formula pentru determinarea coeficientului de ecranare necesar:

$$\gamma = \frac{kw\,\omega_p H_p q_c\ 10^{-8}}{U_{pad}\sqrt{1+\left[\frac{\omega_p L_1 (1+\alpha)}{\alpha\, R}\right]^2}};$$

$$\gamma_{db} = 20 \log \frac{kw\,\omega_p H_p q_c\ 10^{-8}}{U_{pad}\sqrt{1+\left[\frac{\omega_p L_1 (1+\alpha)}{\alpha\, R}\right]^2}} \cdot \qquad \text{(XVI.9)}$$

Intensitatea câmpului magnetic parazit, produs de transformatorii de alimentare a filamentelor, de transformatorii de alimentare a redresorilor anodici, sau de electromotoare, scade rapid la mărirea distanței dela sursa de paraziți. Diagrama polară de radiație depinde de forma sursei de paraziți, de construcția ei, de regimul de funcționare și de frecvența radiată și este deci foarte variată. In majoritatea cazurilor, sursa de paraziți nu este un dipol simplu, ci reprezintă un sistem de dipoli cu diagramele de radiație de diferite forme, intensități și direcții. Deaceea, în spațiul din jurul sursei de paraziți există zone și direcții în care intensitatea câmpului este minimă, dar lipsesc locurile unde intensitatea câmpului perturbator este egală cu zero. Afară de aceasta, în aparatul proiectat, precum și în apropiere de el, există de multe ori mai mulți transformatori sau motoare, care emit paraziți. Deaceea, este foarte greu de a proteja complect transformatorul de intrare de paraziți, prin alegerea poziției lui în raport cu sursele de paraziți, cu toate că această măsură, care trebue să fie folosită întotdeauna, permite să se micșoreze mult nivelul paraziților.

Drept exemple de surse complexe de paraziți sunt transformatorul redresorului anodic, cu dublă alternanță și motorul asincron. Transformatorul redresorului emite un câmp magnetic cu o frecvență egală cu cea a curentului de alimentare (deobicei 50 Hz), din cauza diferenței de potențial magnetic ce există între capetele jugului. In afară de aceasta, el emite, după alte diagrame polare, câmpuri cu frecvențe superioare duble și multiple față de această frecvență (100, 200 Hz etc), din cauza scăpărilor de flux magnetic între înfășurarea primară și cea secundară. Electromotorul asincron radiază un câmp cu o frecvență egală cu cea a curentului de alimentare, radiație provocată de reluc-

tanța carcasei motorului și un câmp provocat de variația reluctanței dintre polii statorului la trecerea dinților indusului, având frecvența egală cu numărul acestor treceri pe secundă.

Reducerea intensității câmpului perturbator se poate obține nu numai prin ecranarea transformatorului de intrare, ci și prin alte două metode: prin ecranarea sursei de paraziți și prin micșorea inducției de lucru din transformatorul sau motorul care radiază paraziți. Prima metodă provoacă înrăutățirea degajării de căldură și deseori obligă să se micșoreze densitatea curentului și inducția, ceeace cauzează mărirea consumului de materiale. A doua metodă mărește direct dimensiunile și consumul de materiale pentru transformator sau motor. Deaceea, nu trebue să se aplice metodele indicate decât în caz de necesitate absolută.

Măsurările câmpului magnetic al paraziților, executate în aparatajul alimentat dela rețeaua de curent alternativ, au dovedit că intensitatea câmpului paraziților atinge 0,025 ÷ 0.1 oersted, la dimensiunile și la compactitatea aparatajului modern. Presupunând că f.e.m parazită indusă în transformator, poate fi redusă de 5 ori printr'o așezare corectă a lui în raport cu sursa de paraziți, va rezulta, pentru componenta axială a câmpului parazit care induce f.e.m. în înfășurările transformatorilor, o valoare care poate atinge 5 ÷ 20 milioersted. Deaceea, dacă intensitatea câmpului parazit din aparatul proiectat este necunoscută, caz frecvent în practică, calculul aproximativ al ecranării necesare se execută după formula (XVI.9), considerând intensitatea câmpului parazit de ordinul indicat mai sus.

In aparatajul alimentat în curent continuu, în care nu sunt transformatori de alimentare anodică, bobine de șoc pentru filtraj, motoare, vibratori, intensitatea câmpului magnetic parazit este deobicei scăzută și este determinată mai ales de aparatajul învecinat și de transformatorii de ieșire ai aparatului însăși. In acest caz, nu este posibil să se indice, chiar aproximativ, o cifră oarecare pentru câmpul parazit.

Dacă transformatorul pentru care trebue să se calculeze ecranul este de tip sâmbure, calculul ecranării se poate executa tot așa ca și pentru transformatorul de tip manta, dar coeficientul de ecranare γ obținut se poate micșora de 5 ÷ 7 ori. Se va ține însă seama de anihilarea reciprocă a f.e.m. parazite, din cele două bobine ale transformatorului. Trebue să se noteze că transformatorul de tip sâmbure necesită o instalare simetrică în ecran și simetria ecranului însuși pentru obținerea unei bune compensări a paraziților. Sub acest raport transformatorul de tip manta nu este pretențios.

Ca exemplu, să calculăm ecranul pentru transformatorul de intrare de tip manta, având următoarele date:

Amplitudinea minimă de lucru a semnalului, în înfăşurarea primară	3.10^{-6}V
Amplitudinea admisibilă a tensiunii parazite induse	$U_{pad}=1.10^{-6}$V
Pulsaţia fundamentalei câmpului parazit	$\omega_p=628$
Numărul spirelor înfăşurării primare	$w_1=100$
Secţiunea netă a miezului	$q_c=1{,}5$ cm^2
Inductanţa înfăşurării primare	$L_1=0{,}1$ H
Rezistenţa sursei de tensiune	$R=20\ \Omega$
Rezistenţa raportată a shuntului	$R'_2=100\ \Omega$

Găsind $\alpha=\frac{R'_2}{R}=5$ şi presupunând intensitatea axială a câmpului parazit H_p = 0,01 oersted, luând pentru k valoarea medie 4 şi substituind datele cunoscute în formula (XVI.9) obţinem:

$$\Upsilon=\frac{kw_1\omega_pH_pq_c\,10^{-8}}{U_{pad}\sqrt{1+\left(\frac{\omega_pL_1(1+\alpha)}{\alpha\,R}\right)^2}}=$$

$$=\frac{4\cdot100\cdot628\cdot10^{-2}\cdot1{,}5\cdot10^{-8}}{1\cdot10^{-6}\sqrt{1+\left[\frac{628\cdot0{,}1(1+5)}{5\cdot20}\right]^2}}=9{,}65$$

Exemplul indicat se referă la transformatorul cu miez din permalloy. Când se foloseşte oţel, secţiunea miezului se măreşte de mai multe ori, crescând deasemenea şi numărul spirelor înfăşurării primare. In acest caz, coeficientul de ecranare necesar, după cum se vede din formula (XVI.9), creşte mult, ceeace duce la îngroşarea şi complicarea ecranului. Prin aceasta dimensiunile transformatorului cresc şi întreaga construcţie capătă o greutate şi dimensiuni mult mai mari fiind şi mult mai scumpă decât în cazul folosirii permalloyului.

§ XVI.5. Principiile de calcul al acţiunii de ecranare a ecranelor magnetice

Calculul precis al acţiunii de ecranare a ecranelor feromagnetice prezintă importante dificultăţi matematice. Dealtfel în majoritatea cazurilor calculul nu are sens în practică, deoarece câmpul parazit nu este precis cunoscut. Deaceea, valoare practică are doar un simplu calcul aproximativ, care permite, fără calcule complicate, să se determine cu aproximaţie coeficientul de ecranare, dacă se cunosc dimensiunile ecranului, dimensiu-

nile miezului transformatorului şi permeabilitatea iniţială a materialului ecranului. Neglijând efectul de ecranare provocat de curenţii turbionari, ceeace se poate face pentru frecvenţele de ordinul a zeci şi sute de herţi şi introducând unele simplificări, se pot obţine formule de calcul de o precizie satisfăcătoare pentru practică.

Să presupunem, pentru simplificare, că spectrul câmpului în cazul transformatorului cu ecran, rămâne acelaş ca în cazul transformatorului fără ecran, şi că fluxul magnetic total al câmpului parazit care trece prin miezul transformatorului neecranat, este egal cu fluxul care intră în ecran prin suprafaţa din faţa suprafeţei jugului miezului. In prezenţa ecranului, acest flux magnetic se ramifică în două: o parte merge prin ecran, iar cealaltă intră prin intervalul diamagnetic în miezul transformatorului. Partea care intră in miez Φ_{pm} va fi de atâtea ori mai mică decât partea care trece prin ecran, de câte ori reluctanţa ecranului R_e este mai mică decât reluctanţa intervalului diamagnetic R_m. In cazul ecranului, fluxul magnetic care intră în miez se micşorează cu raportul:

$$\frac{\Phi_p}{\Phi_{pm}} = 1 + \frac{R_m}{R_e} \cdot \qquad \text{(XVI.10)}$$

Reluctanţa ecranului se poate lua cu aproximaţie:

$$R_e \approx \frac{l_e}{\delta_e p_e \mu_{\sim i}}, \qquad \text{(XVI.11)}$$

în care l_e — semiperimetrul minim al ecranului paralelipipedic într'un plan paralel cu fluxul parazit (fig. XVI.8),
p_e — perimetrul ecranului într'un plan perpendicular pe direcţia câmpului parazit,
δ_e — grosimea ecranului,
$\mu_{\sim i}$ — permeabilitatea magnetică iniţială a materialului ecranului.

Reluctanţa celui de al doilea circuit (prin miez) se poate lua cu aproximaţie:

$$R_m \approx \frac{2\,\delta_p}{l \cdot y_2} \qquad \text{(XVI.12)}$$

în care δ_p — distanţa dintre miez şi ecran, în direcţia câmpului parazit (dintr'o parte),
y_2 — grosimea pachetului miezului,
l — lungimea jugului miezului, în direcţia perpendiculară pe câmpul parazit (egală cu suma $y_1 + 2b + 2y_3$).

Numitorul expresiei (XVI.12] reprezintă suprafaţa miezului;

perpendiculară pe liniile câmpului perturbator. Reluctența miezului se poate neglija, din cauza valorii ei mici în comparație cu cea a intervalelor diamagnetice.

Substituind valorile R_e și R_m în formula (XVI.10) și presupunând că raportul dintre Φ_p și Φ_{pm} este egal cu coeficientul de ecranare γ, se obține:

$$\gamma = \frac{E_p}{E_{pm}} = \frac{\Phi_p}{\Phi_{pm}} = 1 + \frac{2\delta_p p_e \delta_e \mu_{\sim i}}{l y_2 l} \cdot \qquad \text{(XVI.13)}$$

Pentru valorile coeficientului de ecranare care depășesc 20 se poate neglija unitatea în comparație cu membrul din dreapta, iar formula se simplifică.

Marele număr de măsurări executate a demonstrat că formula (XVI.13) dă rezultate care coincid perfect cu rezultatele măsurării, dacă spațiul dintre miez și ecran nu depășește 3÷5 mm, ceeace este cazul în practică. Formula dată permite deci să se calculeze coeficientul de ecranare al unui ecran paralelipipedic, din material magnetic, de grosime uniformă și închis din toate părțile Ecranele deschise în două părți (ecranele în formă de rame dreptunghiulare) produc o ecranare mult mai slabă decât cele închise și deaceea ele nu trebue utilizate.

Pentru calculul coeficientului de ecranare al ecranului dublu, se calculează separat coeficientul de ecranare a transformatorului produs de ecranul interior, după formula (XVI 13). Deaceea, se determină coeficientul de ecranare a ecranului interior produs de ecranul exterior. Inmulțirea ambilor coeficienți dă coeficientul de ecranare produs de ecranul dublu. Pentru determinarea aproximativă a coeficientului de ecranare a ecranului inferior de către cel exterior, se poate folosi, deasemenea, formula (XVI.13), înlocuind ecranul interior printr'un miez cu aceeași suprafață a secțiunii normale pe direcția fluxului perturbator ca și la transformatorul real (adică cu acelaș produs ly_2) și cu distanța până la ecran egală cu distanța între ecrane. Acest calcul dă, deobicei, un rezultat puțin mai mare, din cauza neparalelismului liniilor de forță ale câmpului magnetic perturbator. Un calcul mai precis este prea complex pentru scopuri practice.

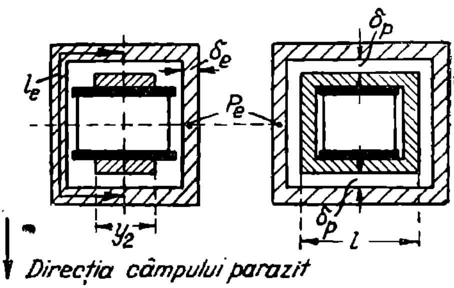


Fig. XVI.8. Calculul coeficientului de ecranare al ecranului din material magnetic

Să calculăm de exemplu acțiunea de ecranare a unui ecran executat din două carcase dreptunghiulare care se îmbracă una pe cealaltă, confecționate din bandă de permalloy groasă de 0,4 mm în trei straturi (grosimea totală δ_e = 0,12 cm). Ramele formează un ecran simplu, închis din toate părțile. Permeabilitatea inițială, la frecvnețele inferioare a permalloyului folosit este de 5000 gauss/oersted. Dimensiunile miezului transformatorului sunt următoarele: y_2 = 1,5 cm ; = 4 cm ; distanța dintre miez și ecran pe direcția câmpului perturbator δ_p = 0,25 cm, perimetrul ecranului p_e într'un plan perpendicular pe câmp, este de 18 cm ; semiperimetrul lui într'un plan paralel câmpul l_e este de 9 cm. Substituind aceste date în formula (XVI. 13) se obține :

$$\gamma = 1 + \frac{2\delta_p p_e \delta_e \mu_{\sim i}}{l y_2 l_e} = 1 + \frac{0,5 \cdot 18 \cdot 0,12 \cdot 5000}{4 \cdot 1,5 \cdot 9} \approx 100, \text{ adică } 40\, db.$$

Măsurările executate cu un ecran și cu un transformator de dimensiunile indicate mai sus au dat pentru coeficientul de ecranare, la frecvența de 100 Hz, o valoare de 39 db.

Pentru a da o noțiune asupra ordinului de mărime a coeficientului de ecranare a diferitelor ecrane și asupra influenței dimensiunilor transformatorului asupra ecranării, se anexează tabela XVI.1.

Tabela XVI.1.

Dimensiunile miezului transformatorului	Datele ecranului	Coeficientul de ecranare γ
E—12×12 ștanțat fără deșeuri	Ecran din tablă de oțel groasă de 0,5 mm, cu permeabilitatea inițială circa 100 gauss/oersted, distanța dela miez 3 mm	2,5
Idem	Ecran din tablă de oțel groasă de 3 mm, cu permeabilitatea inițială de circa 100 gauss/oersted, distanța dela miez 3 mm	10
Idem	Ecran din permalloy, gros de 0,35 mm, cu permeabilitatea inițială de circa 5000 gauss/oersted, distanța dela miez 1 mm	20
Idem	Ecran ca în cazul precedent, dar distanța dela miez 3 mm	50
E—20×30 tip intermediar	Ecran din tablă de oțel groasă de 0,5 mm, cu permeabilitatea inițială de circa 100 gauss/oersted, distanța ecranului de miez 5 mm	1,5
Idem	Ecran din tablă de oțel groasă de 3 mm, cu permeabilitatea inițială de circa 100 gauss/oersted, distanța ecranului de miez 5 mm	4
Idem	Ecran din permalloy, gros de 0,35 mm, cu permeabilitatea inițială de circa 5000 gauss/oersted, distanța de miez 3 mm	11
Idem	Acelaș ecran ca și în cazul precedent, distanța de miez 5 mm	17

CAPITOLUL XVII

ÎNCERCAREA TRANSFORMATORILOR DE JOASĂ FRECVENȚĂ

§ XVII.1. Incercările la care este supus transformatorul

Infășurarea transformatorului gata bobinat trebue să suporte o serie de încercări, care stabilesc dacă poate fi folosită mai departe în procesul de asamblare. Inainte de a fi montat la locul lui în aparat, transformatorul asamblat trebue să fie, deasemenea, încercat din toate punctele de vedere. Altfel, dacă asamblarea aparatului se face din piese neverificate, încercarea și punerea la punct vor fi foarte dificile, iar calitatea aparatului nu poate fi garantată. Principalele încercări, la care trebue supusă înfășurarea executată, precum și transformatorul executat, sunt enumerate mai jos. Aceste încercări pot fi împărțite în încercări obligatorii, fără de care nu putem avea siguranța că transformatorul va funcționa în montaj, și încercări facultative, care reduc simțitor operațiile de încercare și punere la punct a aparatului. Pentru încercările obligatorii la care este supusă înfășurarea trebue să se specifice:

1) Incercarea pentru determinarea spirelor scurtcircuitate.
2) Măsurarea rezistenței înfășurărilor în curent continuu.
3) Verificarea numărului spirelor înfășurărilor.

Incercările obligatorii, la care este supus transformatorul cuprind:

1) Măsurarea raportului de transformare (se axecută în cazul când înfășurarea nu a fost supusă acestei verificări).
2) Măsurarea rezistenței izolației.
3) Incercarea rigidității dielectrice.
4) Măsurarea asimetriei (pentru transformatorii simetrici).

Dintre încercările facultative, la care este supus, deobicei, doar un număr redus de fabricate și care depind, deasemenea, de destinația transformatorului, se pot specifica:

1) Măsurarea inductanței înfășurării primare.
2) Măsurarea inductanței de scăpări.
3) Determinarea capacității proprii a transformatorului.

4) Ridicarea caracteristicei de frecvență.
5) Măsurarea distorsiunilor nelineare.
6) Incercarea la supratensiune.
7) Verificarea ecranării.
8) Ridicarea caracteristicei de fază.
9) Verificarea deformării semnalelor dreptunghiulare sau a celor de șoc.
10) Verificarea stabilității la umiditate și altitudine.

Incercarea transformatorului, conform punctelor enumerate, este o problemă vastă, care poate constitui o temă pentru o carte separată. Deaceea, ne vom limita la o descriere concisă a celor mai simple metode și scheme:

§ XVII.2. Încercarea pentru determinarea spirelor scurtcircuitate

Necesitatea determinării spirelor scurtcircuitate este condiționată de faptul că prezența acestora schimbă caracteristica de frecvență a transformatorului și micșorează factorul de amplificare al etajului cu transformator. Intr'adevăr partea scurtcircuitată a înfășurării apare ca un shunt al transformatorului. Nu este rațional a utiliza în mod intenționat porțiuni scurtcircuitate în înfășurarea transformatorului, folosite uneori pentru îndreptarea caracteristicei de frecvență, deoarece caracteristica de frecvență sub orice formă poate fi obținută fără folosirea unui shunt, sau a spirelor scurtcircuitate, care micșorează factorul de amplificare. Scopul principal al utilizării unui shunt este mărirea stabilității etajului de amplificare, dar aceasta nu se realizează, dacă în loc de shunt se folosesc spirele scurtcircuitate. Acestea au o inductanță de scăpări însemnată, care mărește, la frecvențele de lucru superioare, impedanța circuitului pe care lucrează transformatorul. La transformatorii de putere, spirele scurtcircuitate absorb multă energie, micșorând mult randamentul transformatorului. In cazul unei puteri mari, spirele pot arde, distrugând prin aceasta înfășurarea.

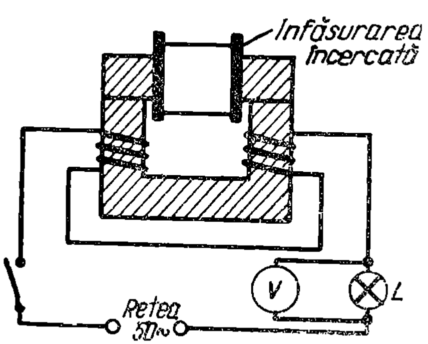


Fig. XVII.1. Schema aparatului de încercare pentru determinarea spirelor scurtcircuitate

Una dintre cele mai simple metode pentru determinarea spirelor scurtcircuitate din înfăşurarea transformatorului este indicată în fig. XVII.1. Pe miezul în sâmbure, confecționat dintr'un bun oțel de transformator, cu jug demontabil, există înfăşurarea căreia i se aplică printr'o rezistență (de preferință o lampă cu incandescență) tensiunea de alimentare dela rețeaua de curent alternativ. Căderea de tensiune din rezistentă se controlează cu un voltmetru. Dacă se petrece pe jug înfăşurarea de încercat, forța electromotoare indusă în spirele scurtcircuitate creează un curent de scurtcircuit care provoacă micşorarea impedanței înfăşurării de excitație a aparatului. Astfel, când există spire scurtcircuitate, indicațiile voltmetrului se măresc, fapt care indică prezența lor. Când aparatul are o construcție adecvată, sensibilitatea lui este suficientă pentru majoritatea cazurilor practice. Aparatul poate da indicații vizibile când există câteva spire scurtcircuitate, din sârmă de 0,080,1÷ mm.

§ XVII.3. Măsurarea rezistenței înfăşurărilor

Deoarece randamentul transformatorului, precum şi caracteristica lui de frecvență, depinde de rezistența înfăşurărilor, ea trebue să fie situată în anumite limite, pentru transformatorul de tipul respectiv.

In majoritatea cazurilor, măsurarea rezistenței se face cu ohmmetrul. Acesta este un aparat cu bobină mobilă, cu o anumită rezistență interioară şi are un cadran gradat în ohmi. Rezistența elementului conectat la bornele ohmmetrului se citeşte direct pe cadranul aparatului. In cazul unei înfăşurări întrerupte, ohmmetrul indică o rezistență egală cu infinitul. Precizia măsurii date de ohmmetru (circa 2÷5%) este în majoritatea cazurilor suficientă; când este necesar să se obțină rezultate mai precise, de exemplu la echilibrarea jumătăților înfăşurării transformatorului simetric, măsurarea rezistenței se execută cu o punte care permite să se execute măsurarea rezistențelor de valori medii, cu o precizie până la zecimi de procent.

§ XVII.4. Determinarea numărului de spire al înfăşurărilor

Numărul de spire al înfăşurărilor se verifică mai uşor prin metoda diferențială, controlând cu ajutorul indicatorului electronic diferența dintre tensiunile induse în înfăşurarea etalon şi înfăşurarea încercată, aşezate pe acelaşi miez cu o înfăşurare ali-

mentată dela rețeaua de curent alternativ (fig. XVII.2). Un capăt al înfășurării măsurate se leagă în serie cu capătul înfășurării etalon, așezată pe celălalt braț al unui miez în sâmbure cu jug demontabil și prevăzută cu un comutator care permite să se introducă în circuit un număr variabil de spire. Conectarea se execută astfel, încât tensiunile bobinei etalon și a celei încercate să se scadă, iar indicatorul amplificatorului electronic, conectat la celelalte două capete rămase libere să devieze sub influența diferenței de tensiune. In caz de egalitate a numărului spirelor înfășurării etalon introduse în circuit, cu numărul spirelor înfășurării încercate, indicatorul va arăta o tensiune nulă. Numărul spirelor înfășurării măsurate se citește direct, după indicațiile ploturilor manetei de conectare a înfășurării etalon.

Precizia acestui aparat depinde în mare măsură de calitatea construcției lui. Pentru mărirea preciziei este necesar:

a) Să se folosească un material pentru miez cu o permeabilitate magnetică cât mai ridicată și să se lucreze cu inducții pentru care permeabilitatea este maximă.

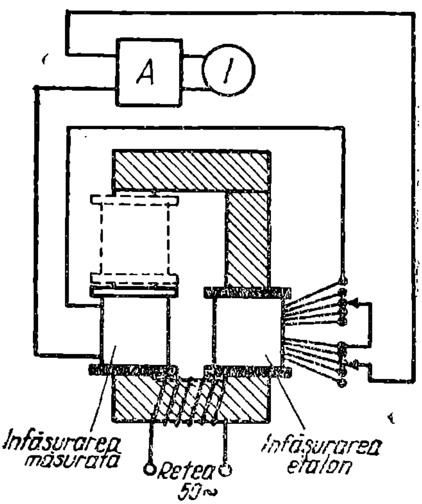


Fig. XVII.2. Schema aparatului pentru măsurarea numărului de spire al înfășurărilor

b) Dimensiunile înfășurării etalon trebue să fie cât mai apropiate de dimensiunile înfășurării măsurate.

c) Lungimea brațului miezului trebue să fie mai mare decât înălțimea înfășurării etalon și a celei măsurate.

d) Amplificatorul indicatorului trebue să aibă o sensibilitate suficientă. Se recomandă un amplificator selectiv, acordat pe frecvența curentului care alimentează înfășurarea de excitație a aparatului.

Când aparatul este bine construit, el poate avea o precizie de ordinul zecimilor de procente, care este mai mult decât suficientă pentru cazurile din practică. Tot acest aparat poate fi folosit și pentru determinarea spirelor scurtcircuitate. Pentru aceasta, se așează pe miez o înfășurare cu un mare număr de spire și se egalează f. e. m. a înfășurării cu f. e. m. a înfășurării etalon. După aceasta, pe unul din brațe se așează înfășurarea supusă încercării pentru determinarea spirelor scurtcir-

cuitate (reprezentată în fig. XVII.2 printr'o linie punctată). Dacă în bobina așezată pe miez sunt spire scurtcircuitate, sistemul se desechilibrează și indicatorul deviază. Sensibilitatea acestei metode poate fi făcută cu ușurință extrem de mare, dar în acest caz indicatorul poate devia chiar în lipsa spirelor scurtcircuitate, din cauza curenților capacitivi și curenților de fugă ai înfășurărilor.

§ XVII.5. Măsurarea raportului de transformare

Raportul de transformare poate fi determinat suficient de precis, aplicând uneia din înfășurările transformatorului o tensiune de frecvență acustică dela un oscilator și măsurând, cu un voltmetru electronic, tensiunea din ambele înfășurări. Dacă impedanța de ieșire a voltmetrului electronic este suficient de ridicată, el nu încarcă în mod sensibil transformatorul, iar raportul de transformare (cu o suficientă precizie pentru practică) se poate considera egal cu raportul indicațiilor voltmetrului. In cursul acestei măsurări, transformatorul nu trebue să fie încărcat, iar frecvența tensiunii aplicate trebue să fie situată în banda de trecere a transformatorului.

Dacă înfășurarea transformatorului s'a verificat cu aparatul pentru măsurarea numărului de spire, se elimină necesitatea de a măsura raportul de transformare cu voltmetrul electronic, deoarece raportul de transformare poate fi determinat mult mai precis ca fiind raportul dintre numărul de spire al înfășurărilor:

$$n = \frac{w_2}{w_1}. \qquad \text{(XVII.1)}$$

Deasemenea, se poate găsi raportul de transformare măsurând inductanța de scăpări atât din partea înfășurării primare cât și din partea celei secundare:

$$n = \sqrt{\frac{L'_s}{L_s}}, \qquad \text{(XVII.2)}$$

în care L_s este inductanța de scăpări măsurată din partea înfășurării primare, iar L'_s este inductanța de scăpări, măsurată din partea înfășurării secundare.

Determinarea raportului de transformare, în același mod, prin inductanțele totale ale înfășurării primare și secundare nu este practică, deoarece aceste inductanțe depind de tensiunea aplicată transformatorului.

§ XVII.6. Măsurarea rezistenței izolației

Măsurarea rezistenței izolației transformatorului se execută deobicei cu meggerul sau cu megohmmetrul electronic. Este necesar să se urmărească, în cursul măsurării, ca tensiunea aplicată transformatorului între înfășurările verificate să nu depășească tensiunea de încercare. Tensiunea debitată de megger sau de megohmmetrul electronic este indicată în caracteristicele lor.

La transformatorul fabricat, rezistența izolației se măsoară atât între spire, cât și între înfășurări și corp (miez), de care se leagă ecranul. Rezistența izolației unui transformator în bună stare, de dimensiuni mici, atinge 1000 MΩ și mai mult.

§ XVII.7. Incercarea rigidității dielectrice

Incercarea rigidității dielectrice a izolației unui transformator fabricat, care se numește deobicei încercarea „la străpungere", precum și încercarea înfășurărilor înainte de asamblarea lor pe miez se execută:

a) între înfășurări,

b) între fiecare înfășurare și miezul transformatorului asamblat prevăzut cu blindaj și borne. Dacă există ecran, în cursul încercării acesta se leagă cu miezul și cu blindajul transformatorului. Această încercare este necesară, deoarece fără încercarea transformatorului asamblat, în cursul funcționării pot surveni dese cazuri de străpungere a izolației și anume în locurile de fixare a bornelor, sau în locurile de contact al conductorului de ieșire sau al barei cu blindajul, sau miezul.

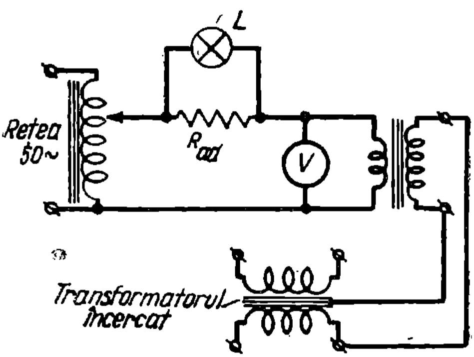


Fig. XVII.3. Schema instalației pentru încercarea rigidității dielectrice a transformatorului

Incercările se execută cu ajutorul unui transformator special de înaltă tensiune, în a cărui înfășurare primară se aplică o tensiune reglată cu ajutorul unui potențiometru, sau al unui autotransformator (XVII.3). Voltmetrul care indică tensiunea aplicată obiectului încercat, se conectează, deobicei, la înfășura-

rea primară (de joasă tensiune) a transformatorului de încercare şi se gradează, ţinându-se seama de raportul de transformare ast·el încât să indice direct în kilovolţi tensiunea dela bornele înfăşurării secundare. Rezistenţa R_{ad}, care limitează curentul de scurtcircuit în cazul străpungerii transformatorului încercat, se ia astfel, încât puterea de scurtcircuit să nu depăşească 0,25÷1,0 kw, pentru fiecare kilovolt al tensiunii de încercare. Străpungerea obiectului se manifestă printr'o scădere bruscă a indicaţiilor voltmetrului în circuitul primar, precum şi prin aprinderea lămpii conectate în paralel cu rezistenţa adiţională.

Nu trebue să se uite însă, că aparatul indicat trebue să fie construit conform cu regulile tehnicei securităţii.

§ XVII.8. Măsurarea simetriei transformatorilor simetrici

Transformatorii simetrici cu o priză mediană sau cu înfăşurare separată în două jumătăţi, care trebue să fie riguros identice, pot fi supuşi probei de simetrie printr'un şir de metode dintre care una este indicată în fig. XVII.4.

Infăşurarea a cărei simetrie se măsoară, se încarcă printr'o rezistenţă riguros simetrică R_s, care are o priză mediană. Simetria jumătăţilor rezistenţei R_s trebue să fie cel puţin cu 2 neperi (de 5÷10 ori) mai mare, decât valoarea simetriei necesare a transformatorului. Pe cealaltă înfăşurare se aplică tensiunea alternativă dela oscilator a cărui frecvenţă coincide cu aceea la care se măsoară simetria transformatorului. In paralel cu înfăşurarea se conectează un atenuator cu decade.

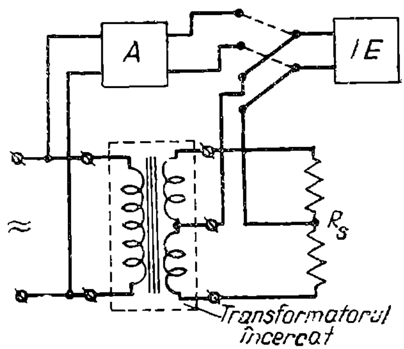


Fig. XVII.4. Schema de măsurare a simetriei transformatorului simetric.

Comutând un indicator electronic, suficient de sensibil, dela punctele mediane ale transformatorului şi ale rezistenţei la bornele de ieşire ale atenuatorului, se realizează, prin variaţia atenuării introduse, egalitatea între indicaţiile aparatului de măsură în ambele poziţii ale comutatorului. Apoi, se citesc indicaţiile manetelor atenuatorului şi se determină simetria în neperi, din expresia:

$$\beta = \beta_a + 1_n\, n, \qquad \text{(XVII.3)}$$

în care β_a este atenuarea introdusă de atenuator, necesară pentru obţinerea egalităţii indicaţiilor, iar n este raportul de transformare al transformatorului, egal cu raportul dintre numărul spirelor înfăşurărilor încărcate cu rezistenţa simetrică şi numărul spirelor înfăşurării la care este conectat oscilatorul.

§ XVII.9. Măsurarea inductanţei înfăşurării primare

Dacă se cunoaşte numărul de spire al înfăşurărilor, măsurarea inductanţei lor permite să se aprecieze permeabilitatea materialului miezului şi dacă există sau nu spire scurtcircuitate. Deaceea, cazurile când trebue să se măsoare inductanţa înfăşurărilor unui transformator fabricat, sunt frecvente. Dacă măsurarea inductanţei înfăşurării primare se efectuiază la o tensiune aplicată de câteva zecimi de volt sau mai mult şi nu se cere o mare precizie a măsurării, se pot folosi un voltmetru şi un miliampermetru de curent alternativ de o sensibilitate suficientă ca de exemplu cel cu cuproxid sau electronic. În loc de două aparate se poate folosi unul mixt. Pentru măsurarea inductanţei prin această metodă, se aplică înfăşurării primare tensiunea reţelei sau a generatorului de frecvenţă acustică, conectând în derivaţie cu înfăşurarea, voltmetrul care indică tensiunea aplicată înfăşurării U_1 (fig. XVII.5) In serie cu unul din conductorii reţelei se conectează miliampermetrul, la care se citeşte curentul care parcurge circuitul, I_1. Cunoscând frecvenţa tensiunii aplicate transformatorului nu este greu să se găsească inductanţa înfăşurării, neglijând pierderile în înfăşurări, pierderile în miez şi curentul derivat de voltmetru:

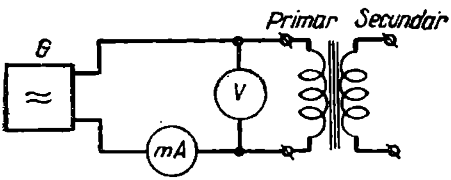


Fig. XVII.5. Schema de măsurare a inductanţei înfăşurării primare prin metoda voltmetrului şi a ampermetrului.

$$L_1 \approx \frac{Z_1}{\omega} = \frac{U_1}{\omega I_1} \qquad \text{(XVII.4)}$$

Inductanţa înfăşurării primare, măsurată în felul acesta, rezultă mult mai mare decât inductanţa corespunzătoare permeabilităţii iniţiale a materialului magnetic, deoarece inductanţa în miez la o astfel de măsurare este destul de însemnată. Valori apropiate de cele iniţiale pot fi obţinute doar la transformatorii

cu întrefier, precum şi la cei care au miezuri din materiale cu o limită de linearitate ridicată (vezi punctul 2 § XI.2).

Pentru măsurarea inductanţei înfăşurării primare, corespunzătoare permeabilităţii iniţiale a materialului magnetic, trebue să se folosească schemele în punte alimentate dela un generator de frecvenţă acustică. Frecvenţa nu trebue să fie egală cu 50 Hz şi nici să fie multiplu al ei, pentru a micşora erorile de măsurare, produse prin inducţia şi paraziţii din reţea. Ca indicator de echilibru al punţii se foloseşte un amplificator selectiv cu detector şi galvanometru. Descrierea mai amănunţită a schemelor în punte, folosite în acest scop, este dată în § XI.4, iar schemele lor de principiu sunt reprezentate în fig. XI 15—XI.18.

Inductanţa înfăşurării primare a transformatorului trebue să se măsoare la frecvenţe apropiate de frecvenţa de lucru inferioară, deoarece permeabilitatea materialului miezului şi prin urmare şi inductanţa înfăşurării primare depind de frecvenţă.

§ XVII.10. Măsurarea inductanţei de scăpări

Inductanţa de scăpări a transformatorului se poate măsura cu ajutorul aceloraşi scheme în punte, care se folosesc pentru măsurarea inductanţei înfăşurării primare. Alimentarea punţii trebue să se execute la frecvenţe de 500÷2000 Hz, iar ca indicator de echilibru al punţii poate fi folosită o cască telefonică cu sau fără amplificator. Pentru măsurarea inductanţei de scăpări a transformatorului, una din înfăşurările lui se scurtcircuitează, iar cealaltă se conectează la bornele de măsură ale punţii. Această metodă nu este absolut precisă, deoarece înfăşurările transformatorului au rezistenţă şi o capacitate distribuită; dar la o frecvenţă de aproximativ 1000 Hz, eroarea obţinută este mică şi nu are o importanţă practică. Pentru măsurarea inductanţei de scăpări pot fi folosite, deasemenea, şi alte scheme, cu domeniul de măsurare în banda dela sute de microhenry, până la câţiva henry.

§ XVII.11. Măsurarea capacităţii proprii

Una dintre cele mai simple şi suficient de precise metode de măsurare a capacităţii proprii a transformatorului, constă în determinarea frecvenţei la care caracteristica de frecvenţă a transformatorului neîncărcat, trece prin maxim când el lucrează alimentat dela o sursă de tensiune cu rezistenţă internă mică. Cu o astfel de sursă şi cu secundarul în gol, caracteristica de

frecvență a transformatorilor prezintă, deobicei, un maxim, dincolo de frecvența de lucru superioară, produs de rezonanța dintre inductanța de scăpări a transformatorului și capacitatea lui proprie. Frecvența corespunzătoare acestui maxim este practic egală cu frecvența de rezonanță, dacă circuitul este slab amortizat, ceeace permite să se afle capacitatea proprie a transformatorului, raportată la înfășurarea lui secundară, din expresia:

$$C_{tr} = \frac{1}{\omega^2 L'_s} - C_{int} = \frac{1}{\omega^2 n^2 L_s} - C_{int}, \qquad \text{(XVII.5)}$$

în care C_{tr} — capacitatea proprie a transformatorului, raportată la înfășurarea lui secundară.

n — raportul de transformare, egal cu raportul dintre numărul de spire al înfășurării secundare și numărul de spire al înfășurării primare;

ω — pulsația la care tensiunea din înfășurarea secundară atinge valoarea maximă;

L'_s — inductanța de scăpări a transformatorului, măsurată din partea înfășurării secundare;

L_s — inductanța de scăpări a transformatorului, măsurată din partea înfășurării primare;

C_{int} — capacitatea de intrare a voltmetrului sau indicatorului conectat la înfășurarea secundară.

Schema de măsură este reprezentată în fig. XVII.6. Se aplică înfășurării primare a transformatorului tensiunea dela generatorul G cu rezistență internă mică, a cărui frecvență poate fi variată continuu în banda necesară, (rezonanța este, deobicei, situată în banda frecvențelor dela 5 până la 100 kHz). Pe înfășurarea secundară a transformatorului se conectează voltmetrul electronic VE, cu o capacitate de intrare mică și cu impedanța de intrare mare. Variind frecvența generatorului și menținând constantă tensiunea lui de ieșire, se determină frecvența la care tensiunea din înfășurarea secundară este maximă. După aceasta măsurând inductanța de scăpări a transformatorului, prin'r'una din metodele indicate în paragraful XVII.10, se calculează capacitatea proprie a transformatorului după formula (XVII.5).

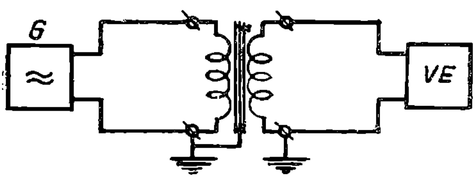


Fig. XVII.6. Schema pentru măsurarea capacității proprii a transformatorului.

Capacitatea proprie a transformatorului trebue să se măsoare

în condiții care să corespundă perfect condițiilor lui reale de funcționare. Dacă transformatorul măsurat este destinat să funcționeze alimentat dela o sursă asimetrică și să debiteze pe o sarcină asimetrică, generatorul și voltmetrul folosiți trebue să fie, deasemenea, asimetrici. Conectarea capetelor transformatorului trebue să fie identică cu cea care are loc în condițiile reale de funcționare. Nerespectarea acestor reguli poate cauza erori la măsurarea capacității proprii, obținându-se valori fictive.

§ XVII.12. Ridicarea caracteristicei de frecvență

Caracteristica de frecvență trebue ridicată în condiții analoage cu condiții le de funcționare ale transformatorului, în montajul real. Pentru transformatorii cu intrare sau cu ieșire simetrică este necesar să se respecte, în cursul măsurării, simetria sarcinii sau a sursei; înfășurarea secundară să se încarce prin capacitatea și impedanța cu care lucrează transformatorul în montajul real, iar transformatorul să se alimenteze dela un generator cu o rezistență egală cu rezistența sursei dela care este alimentat transformatorul în funcționarea normală. In figura XVII.7 este reprezentată una din variantele schemei pentru ridicarea caracteristicei de frecvență a transformatorului de intrare simetric alimentat printr'o linie și care debitează pe etajul de intrare al amplificatorului. Tensiunea generatorului (care are banda necesară de frecvență) se aplică printr'un transformator simetric, unui atenuator simetric, având impedanța caracteristică a liniei cu care va funcționa transformatorul.

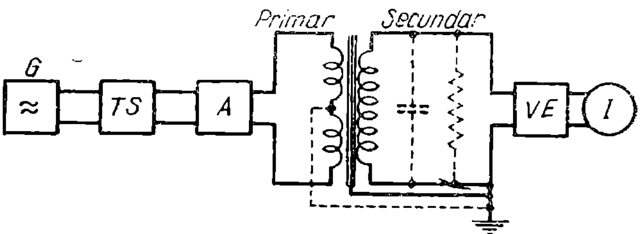


Fig. XVII.7. Schema pentru ridicarea caracteristicei de frecvență a transformatorului de intrare simetric.

Impedanța de ieșire a generatorului de frecvență acustică trebue să fie, deasemenea, egală cu impedanța caracteristică a liniei. Infășurarea secundară a transformatorului se încarcă printr'o capacitate egală cu suma capacităților montajului și a

capacităţii dinamice a liniei şi cu o rezistenţă egală cu a sarcinii, dacă aceasta există în montajul real. La capătul înfăşurării secundare, care se conectează la grila tubului, se leagă borna de tensiune a unui voltmetru electronic cu o impedanţă de intrare ridicată şi cu o capacitate de intrare redusă. La celălalt capăt al înfăşurării secundare se leagă borna pusă la pământ a voltmetrului. In cazul când voltmetrul are o capacitate de intrare mare, trebue să se ţină seama de ea şi să se conecteze în înfăşurarea secundară o capacitate corespunzătoare mai mică.

Ridicarea caracteristicei de frecvenţă a transformatorilor de intrare din etajele în contratimp trebue să se execute sau cu un voltmetru electronic cu intrare simetrică, sau prin două voltmetre legate între firul de grilă şi punctul median al transformatorului, respectând simetria sarcinii ambelor jumătăţi ale înfăşurării secundare.

La ridicarea caracteristicei de frecvenţă a transformatorilor de ieşire se poate neglija componenta capacitivă a sarcinii şi să se încarce înfăşurarea secundară prin rezistenţa şi inductanţa corespunzătoare sarcinii efective, sau numai printr'o rezistenţă, cum se şi face în majoritatea cazurilor.

Caracteristica de frecvenţă a transformatorilor simpli de cuplaj între etaje trebue să se ridice cu o schemă asimetrică, ca cea reprezentată în fig. XVII.8. In serie cu borna de tensiune a înfăşurării primare a transformatorului se introduce rezistenţa

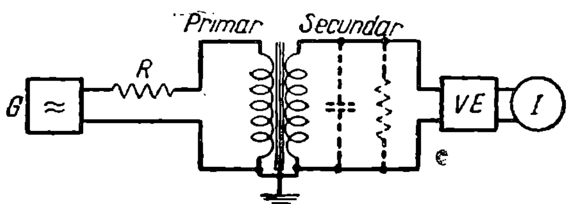


Fig. XVII.8. Schema pentru ridicarea caracteristicei de frecvenţă a transformatorului asimetric de cuplaj între etaje.

R, egală cu rezistenţa sursei pentru care este calculat transformatorul. Rezistenţa internă a generatorului *G* trebue să fie mult mai mică decât *R*, deoarece altfel caracteristica ridicată se va deosebi de cea reală. Ridicarea caracteristicei se execută variind frecvenţa generatorului şi menţinând tensiunea lui de ieşire constantă. Indicaţiile voltmetrului electronic din înfăşurarea secundară vor da astfel valorile ordonatei caracteristicei de frecvenţă.

Caracteristica de frecvenţă a transformatorului este de dorit să se ridice pentru o tensiune aplicată transformatorului, egală

cu amplitudinea minimă a semnalului din înfăşurarea primară. Prin aceasta, caracteristica de frecvenţă, în banda frecvenţelor inferioare, va fi cea mai slabă posibilă. Aceasta nu se poate executa întotdeauna, deoarece poate să lipsească un voltmetru de sensibilitate suficientă. Deaceea, ridicarea caracteristicei de frecvenţă se execută, deobicei, la tensiunea minimă posibilă.

Caracteristica de frecvenţă, ca şi cea de fază trebue deseori să se ridice într'o bandă de frecvenţe mult mai largă decât cea de lucru. Acesta este cazul la transformatorii pentru amplificatorii cu reacţie negativă, unde operaţia este necesară pentru verificarea stabilităţii amplificatorului.

§. XVII.13. Măsurarea coeficientului de nelinearitate

Pentru măsurarea coeficientului de nelinearitate a transformatorului este necesar un generator cu o formă corectă a curbei tensiunii de ieşire (cu un coeficient de nelinearitate de circa 0,1%) şi un analizor de armonice, sau un aparat pentru măsurarea distorsiunilor nelineare. Când coeficientul de nelinearitate se măsoară numai la o singură frecvenţă, măsurarea trebue să să se execute la frecvenţa de lucru inferioară. Dacă frecvenţa generatorului poate fi variată continuu, se poate determina variaţia coeficientului de nelinearitate a transformatorului cu frecvenţă.

Măsurarea coeficientului de nelinearitate este mult complicată de faptul că puterea generatorului trebue să fie de acelaş ordin cu puterea etajului, în care va funcţiona transformatorul. Condiţiile referitoare la puterea generatorului sunt oarecum uşurate, dacă se foloseşte schema indicată în fig. XVII.9, în care transformatorul funcţionează fără sarcină, iar rezistenţa generatorului se ia egală cu rezistenţa generatorului echivalent pentru frecvenţele inferioare, din care se scade rezistenţa înfăşurării primare:

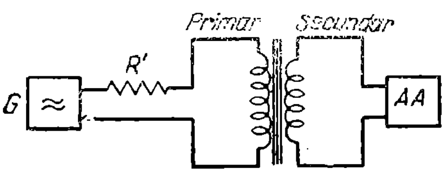


Fig. XVII.9. Schema pentru măsurarea coeficientului de nelinearitate al transformatorului.

$$R' = R_{int} - r_1 = \frac{(R + r_1)(r'_2 + R'_2)}{R + r_1 + r'_2 + R'_2} - r_1. \qquad \text{(XVII.6)}$$

Rezistenţa de intrare a analizorului de armonice, sau a

aparatului de măsurat distorsiunile nelineare, conectat în înfăşurarea secundară a transformatorului, trebue să fie suficient de mare, pentru a nu provoca încărcarea înfăşurării.

Dacă generatorul electronic folosit este de mică putere, se poate măsura cu această schemă coeficientul de nelinearitate doar în cazul transformatorilor de cuplaj şi de ieşire de mică putere. Ca generator, pentru măsurarea coeficientului de nelinearitate al transformatorilor de putere mare, trebue să se folosească reţeaua de curent alternativ, sau un generator rotativ având frecvenţa şi puterea necesară, prevăzut cu filtru pentru atenuarea armonicelor, dacă acestea sunt importante.

§. XVII.14. Incercarea la supratensiune.

Transformatorii de ieşire şi de modulaţie de putere, care lucrează în clasă B, în special transformatorii etajelor ce funcţionează cu curenţi de grilă, se recomandă să fie încercaţi pentru rigiditatea dielectrică a izolaţiei dintre spire şi dintre straturile înfăşurării primare. Pentru aceasta, la unul din capetele înfăşurării primare se conectează borna de tensiune a unui generator de impulsuri de înaltă tensiune. Borna legată la masă se conectează la priza mediană a înfăşurării primare. In timpul aplicării impulsurilor se urmăreşte dacă nu există o scânteere în stratul superior al înfăşurării. In acelaş mod se încearcă şi a doua jumătate a înfăşurării primare. In cursul încercării, amplitudinea tensiunii se ia de 2÷2,5 ori mai mare decât tensiunea anodică a etajului, cu care funcţionează transformatorul. Forma impulsului se ia standard, adică cea adoptată pentru încercarea transformatorilor de forţă de înaltă tensiune şi de mare putere.

§. XVII.15. Incercarea ecranării

Pentru încercarea ecranării şi pentru măsurarea acţiunii de blindare a ecranelor, transformatorul se plasează într'un câmp magnetic alternativ slab şi uniform de frecvenţă necesară. Acest câmp magnetic se poate obţine cu uşurinţă, aşezând transformatorul în centrul unei spire rotunde, cu diametrul de jumătate de metru şi trecând prin spiră curentul de frecvenţă necesară. Intensitatea câmpului magnetic în centrul spirei se determină prin expresia:

$$H = \frac{0{,}2\,\pi\, I}{r}, \qquad \text{(XVII.7)}$$

în care H—intensitatea câmpului magnetic, în centrul spirei, în oersted,

I—curentul din spiră, în amperi,

r—raza spirei, în cm.

Tensiunea indusă în înfăşurarea secundară a transformatorului se măsoară cu ajutorul unui voltmetru electronic, suficient de sensibil, cu impedanţa de intrare ridicată. Acţiunea de blindare a ecranului se determînă ca fiind raportul tensiunii induse în lipsa ecranului, faţă de tensiunea indusă în transformatorul protejat de către ecran.

§ XVII.16. Ridicarea caracteristicei de fază

Caracteristica de fază a transformatorului ca şi caracteristica de frecvenţă, trebue ridicată în condiţii care să corespundă riguros condiţiilor reale de funcţionare ale transformatorului în schemă. Rezistenţa generatorului, sarcina, simetria, modul de conectare al capetelor, trebue să corespundă condiţiilor de lucru. Determinarea unghiului de fază al tensiunii de ieşire, în raport cu f. e. m. a generatorului, se poate executa cu ajutorul schemei indicată în fig. XVII.10.

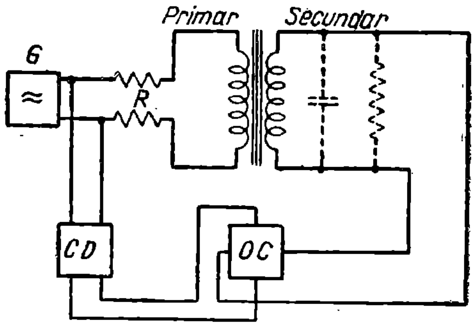


Fig. XVII.10. Schema pentru ridicarea caracteristicei de fază a transformatorului.

Aici G este generatorul cu frecvenţă variabilă, cu rezistenţă internă mică; R este rezistenţa echivalentă rezistenţei sursei f. e. m.; OC este un osciloagraf catodic cu amplificare identică pe axa orizontală şi verticală, care dă distorsiuni de fază neînsemnate, pe cât posibil egale, în banda frecvenţelor de lucru. Distorsiunile de frecvenţă ale amplificatorului deasemenea nu trebue să fie prea mari. La unul din amplificatorii oscilografului se aplică tensiunea dela generator (luată înainte de rezistenţa echivalentă) prin circuitul de defazare CD, gradat în grade şi care permite să se varieze continuu unghiul de defazaj al tensiunii lui de ieşire. Pe celălalt amplificator se aplică tensiunea de ieşire a transformatorului. Reglând defazajul produs de circuitul de defazare se caută să se obţină pe ecranul oscilografului o linie oblică dreaptă. Prin aceasta, un-

ghiul de defazare produs de transformator este egal cu unghiul de defazare cunoscut al circuitului. Ridicarea caracteristicei de fază trebue să se înceapă dela frecvența de lucru medie, unde defazajul este aproape de zero, deoarece altfel se poate obține ușor o eroare egală cu un multiplu al lui 180^0. Dacă tensiunea aplicată transformatorului și cea preluată dela el este suficient de mare, se pot înlătura amplificatorii și tensiunea se aplică direct pe plăcile orizontale și verticale ale oscilografului catodic.

XVII.17. Verificarea distorsionării semnalelor dreptunghiulare sau a impulsurilor

Dacă transformatorul este destinat pentru funcționarea într'un regim de impulsuri se poate verifica, cu ajutorul unui generator de impulsuri și al unui oscilograf catodic, starea transformatorului și se pot vedea direct distorsiunile provocate de el. Pentru aceasta, se aplică transformatorului impulsurile dela un generator cu o rezistență interioară corespunzătoare, plăcilor orizontale ale oscilografului tensiunea de baleiaj, plăcilor verticale tensiunea de ieșire a transformatorului. Aceiași verificare se poate executa cu ajutorul unui generator de semnale dreptunghiulare și al unui oscilograf. La o frecvență bine aleasă a semnalelor dreptunghiulare, se poate judeca asupra tuturor parametrilor transformatorilor după aspectul distorsiunilor provocate.

§ XVII.18. Incercarea la stabilitatea contra intemperiilor și la altitudine.

Transformatorii destinați aparatajului care lucrează în condiții grele trebue supuși unei verificări de stabilitate contra intemperiilor. Această încercare se aplică numai unui mic număr de transformatori, pentru a stabili dacă procesul tehnologic al prelucrării învelișului de protecție a fost corect. Se încearcă atât transformatorii ermetici, cât și cei neermetici. Pentru verificare, transformatorul se așează într'un termostat special, unde se stabilește temperatura și umiditatea dorită. După ce a fost menținut în termostat o anumită durată, la o anumită temperatură și umiditate, transformatorul este supus unei revizii exterioare care descoperă deranjamentele mecanice. Apoi se verifică izolația și uneori rigiditatea dielectrică. Transformatorii care funcționează în aparatajul de aviație se trec deseori prin probele de altitudine. Pentru aceasta, transformatorul este plasat într'o cameră barometrică. Se aplică între înfășurări o tensiune de încercare și se verifică rigiditatea dielectrică a izolației transformatorului sub presiune scăzută.

CAPITOLUL XVIII.

EXEMPLE DE CALCUL ŞI MATERIAL INFORMATIV

Exemplul 1. Calculul de construcţie al unui transformator de dimensiuni mici, cu magnetizare de curent continuu.

Să efectuăm calculul de construcţie al unui transformator de ieşire pentru un receptor de radio de dimensiuni reduse. Condiţia constructivă de bază a unui astfel de transformator este greutatea şi dimensiunile minime. In etajul final al receptorului se utilizează o pentodă cu încălzire directă, de dimensiuni mici. Transformatorul de ieşire alimentează un difuzor electrodinamic de dimensiuni mici, a cărui impedanţă poate fi considerată pur rezistivă. Schema etajului final este cea obişnuită simplă, cu un singur tub. Se cunosc următoarele date electrice ale transformatorului etajului, precum şi condiţiile tehnice:

Rezistenţa de sarcină a transformatorului	$R_2 = 4\ \Omega$
Puterea în sarcină	$P_2 = 0{,}12$ W
Randamentul transformatorului	$\eta = 0{,}75$
Componenta continuă a curentului etajului final	$I_0 = 6$ mA
Inductanţa minimă a înfăşurării primare	$L_1 = 4{,}3$ H
Inductanţa de scăpări maximă	$L_s = 0{,}5$ H
Rezistenţa înfăşurării primare	$r_1 = r'_2 = 625\ \Omega$
Rezistenţa înfăşurării secundare	$r_2 = 0{,}67\ \Omega$
Raportul de transformare	$n = 0{,}0327$
Tensiunea sursei de alimentare anodică	$U_0 = 70$ V
Frecvenţa de lucru inferioară	$f_i = 200$ Hz
Rezistenţa de sarcină a circuitului anodic	$R_a = 5000\ \Omega$

1. Deoarece dimensiunile şi greutatea transformatorului trebue să fie minime, iar transformatorul lucrează cu un mic curent mangetizant continuu în înfăşurarea primară, ca material se va alege permalloyul cu permeabilitatea iniţială de circa 2000 gauss/oersted. Aceasta va permite să se micşoreze mult greutatea şi dimensiunile, în comparaţie cu cazul când s'ar folosi oţel de transformator. In conformitate cu tabela XIV. 4 grosimea tolelor de permalloy se alege de 0,35 mm, deoarece frecvenţa de lucru inferioară a transformatorului este egală cu 200 Hz. Miezul transformatorului se ia în manta, deoarece transformatorul este de mică putere.

2. Pentru determinarea valorii aproximative a permeabilităţii efective iniţiale a permalloyului 45%, la magnetizarea produsă de curentul continuu din montaj, se va calcula valoarea $L_1 I_0^2$:

$$L_1 I_0^2 = 4{,}3 \cdot (6 \cdot 10^{-3})^2 = 1{,}6 \cdot 10^{-4}.$$

Conform figurii XI. 14, valoarea aproximativă μ_{ei}, pentru valoarea obţinută $L_1 I_0^2$, este egală aproximativ cu 700 gauss/oersted.

3. Pentru un transformator cu o putere aşa de mică, dimensiunile miezului pot fi alese în funcţie de constanta lui de construcţie. Inducţia trebue să fie verficată ulterior pentru a ne convinge că nu depăşeşte valoarea admisibilă. Constanta de construcţie necesară a miezului se determină prin expresia :

$$A = \frac{\tau_1}{\mu_{ei}} = \frac{L_1}{r_1 \cdot \mu_{ei}} = \frac{4{,}3}{625 \cdot 700} = 0{,}98 \cdot 10^{-5}.$$

Asamblând miezul din tolele destinate pentru transformatorii de greutate minimă, atât greutatea cât şi costul materialului consumat pentru construcţia transformatorului, vor fi mult mai scăzute decât pentru alte tipuri de tole. Comparând greutatea miezurilor din tole, conform normei CT-360 A, şi din tole de greutate minimă, la aceleaşi constante de construcţie (de exemplu 2,1.10−5, v. tabela XVIII. 5), rezultă cât de impropie este în cazul de faţă tola CT-360 A. Tola CT-360 A dă o greutate a miezului de 73 până la 84 g, în comparaţie cu 36 g pentru miezul din tole de greutate minimă. Deoarece la utilizarea permalloyului, materialul miezului costă mult mai mult decât materialul înfăşurărilor, transformatorul cu miez de greutate minimă va avea şi un cost minim.

Dintre miezurile de greutate minimă indicate în tabela XVIII. 5, mai apropiat de constanta de construcţie este miezul E-4 x 10, care are o constantă de construcţie puţin mai mică. Miezul următor are o constantă de construcţie prea mare şi este mult mai mare ca dimensiuni şi greutate. Să încercăm să folosim în cazul de faţă miezul E-4 x 10. Dacă înfăşurările nu vor încăpea, vom lua miezul cu dimensiuni mai mari.

4. Să determinăm numărul de spire al înfăşurării transformatorului necesare la obţinerea inductanţei propuse. Se determină întâi cu aproximaţie numărul spirelor înfăşurării primare, plecând dela valoarea aproximativă găsită pentru μ_{ei} şi luând din tabela XVIII. 5 valorile pentru l_{med} şi q_c ale tipului de miez ales :

$$w_1 = 8{,}92 \cdot 10^3 \sqrt{\frac{L_1 l_{med}}{\mu_{ei} q_c}} = 8{,}92 \cdot 10^3 \sqrt{\frac{4{,}3 \cdot 4{,}1}{700 \cdot 0.35}} = 2400 \text{ spire}$$

La acest număr de spire al înfăşurării primare, magnetizarea continuă pentru 1 cm din lungimea circuitului magnetic va fi :

$$aw_0 = \frac{I_0 w_1}{l_{med}} = \frac{6 \cdot 10^{-3} \cdot 2400}{4{,}1} = 3{,}5.$$

Conform curbelor din fig. XV. 25, valoarea reală a permeabilităţii efective iniţiale pentru permalloyul 45%, la o astfel de magnetizare continuă, este egală cu aproximativ 740 gauss/oersted adică depăşeşte valoarea aproximativă găsită anterior. Deaceea, numărul spirelor înfăşurării primare se poate micşora (ceeace nu este obligator, din cauza diferenţei mici dintre cele două valori ale lui μ_e). Numărul exact de spire va fi :

$$w_1 = 8{,}92 \cdot 10^3 \sqrt{\frac{4{,}3 \cdot 4.1}{740 \cdot 0{,}35}} = 2330 \text{ spire}$$

Numărul necesar de spire al înfăşurării secundare va fi :

$$w_2 = w_1 \cdot n = 2330 \cdot 0{,}0327 = 76 \text{ spire.}$$

5. Să verificăm inducţia în miez pentru a vedea dacă nu depăşeşte inducţia admisibilă. Puterea maximă aplicată înfăşurării primare a transformatorului este:

$$P = \frac{P_2}{\eta} = \frac{0,12}{0,75} = 0,16\ W.$$

Amplitudinea tensiunii din înfăşurarea primară poate fi determinată din expresia:

$$U_{m1} = \sqrt{2PR_a} = \sqrt{2 \cdot 0,16 \cdot 5000} = 40\ V.$$

Rezistenţa de sarcină raportată la înfăşurarea primară este:

$$R'_2 = \frac{R_2}{n^2} = \frac{4}{0,0327^2} = 3750\ \Omega$$

Forţa contraelectromotoare din înfăşurarea primară, la puterea totală, este:

$$E_{m1} = U_{m1}\frac{1+\eta}{2} = 40\frac{1+0,75}{2} = 35\ V.$$

Inducţia în miez, la puterea de ieşire totală, şi la frecvenţa de lucru inferioară:

$$B_{mi} = \frac{E_{m1} \cdot 10^8}{w_i q_c w_1} = \frac{35 \cdot 10^8}{2 \cdot 3,14 \cdot 200 \cdot 0,35 \cdot 2330} = 3400 \text{ gauss}.$$

Această valoarea a inducţiei este pe deplin admisibilă pentru miezul din permalloy 45% cu întrefier. Nu este necesar să se mărească numărul spirelor înfăşurării primare, pentru a reduce inducţia maximă.

6. După curbele din fig. XV. 26 să determinăm valoarea întrefierului optim. Pentru permalloyul 45%, la o magnetizare continuă de 3,5 amperspire pe cm de lungime a circuitului magnetic, se obţine valoarea întrefierului optim egală cu 0,06% din lungimea circuitului magnetic. De aici, pentru miezul în manta cu două întrefieruri în calea liniei magnetice de forţă, grosimea garniturii izolante va fi:

$$\delta_g = \frac{z l_{med}}{2 \cdot 100} = \frac{0,06 \cdot 4,1}{2 \cdot 100} = 1,2 \cdot 10^{-3}\ cm = 0,01\ mm.$$

O garnitură atât de subţire nu se mai pune, şi asamblarea tolelor miezului se face în rost, fără garnitură. In cazul tolelor bine ştanţate şi al unei asamblări atente între părţile miezului, se va obţine un întrefier echivalent de acest ordin.

7. Să determinăm diametrul conductorului necesar pentru înfăşurările transformatorului. Pentru aceasta, să luăm din tabela XVIII. 5 valoarea aproximativă a lungimii spirei medii a înfăşurărilor l_{Cu}. Diametrul conductorului necesar pentru a asigura rezistenţa propusă a înfăşurării primare va fi:

$$d_1 = 0,15\sqrt{\frac{l_{1(m)}}{r_{1(\Omega)}}} = 0,15\sqrt{\frac{l_{Cu(m)} w_1}{r_{1(\Omega)}}} = 0,15\sqrt{\frac{0,043 \cdot 2330}{625}} = 0,06\ mm.$$

iar diametrul conductorului înfăşurării secundare:

$$d_2 = 0{,}15\sqrt{\frac{l_{2(m)}}{r_{2(\Omega)}}} = 0{,}15\sqrt{\frac{l_{Cu(m)}w_2}{r_{2(\Omega)}}} =$$

$$= 0{,}15\sqrt{\frac{0{,}043 \cdot 76}{0{,}67}} = 0{,}33 \text{ mm.}$$

După cum rezultă din tabela XVIII. 4 un conductor de aceste dimensiuni corespunde standardelor şi nu trebue să fie rotunjit, până la cel mai apropiat diametru standardizat. Ca izolaţie pentru conductori se utilizează emailul rezistent la lacuri, deoarece se va impregna bobina transformatorului cu lac electroizolant, pentru a o proteja contra umidităţii.

8. Să trecem la calculul aşezării înfăşurărilor. Pentru simplificarea tehnologiei confecţionării transformatorului şi pentru ieftenirea fabricaţiei, se preferă aşezarea stratificată a înfăşurărilor. Din tabela XVIII. 4 se află diametrii conductorilor, pentru înfăşurarea primară şi pentru cea secundară, împreună cu izolaţia:

$$d_{1iz} = 0{,}07 \text{ mm}; \quad d_{2iz} = 0{,}36 \text{ mm.}$$

Infăşurarea primară se bobinează neregulat cu straturi izolante. Conform tabelei XV. 5, coeficientul de umplere a ferestrei miezului k_{Cu}, la un diametru de 0,06 mm, în cazul unei înfăşurări cu straturi izolante şi cu o carcasă de secţiune dreptunghiulară, este egal cu aproximativ 0,55. De aici, suprafaţa ocupată de înfăşurarea primară în fereastra miezului va fi:

$$Q_1 = \frac{d_{1iz}^2 \cdot w_1}{k_{Cu1}} = \frac{0{,}07^2 \cdot 2330}{0{,}55} = 20{,}8 \text{ mm}^2.$$

Presupunând că distanţa nebobinată dela marginea stratului până la marginea ferestrei, în cazul bobinării fără carcasă, (sau rezerva pentru grosimea pereţilor laterali, în cazul bobinării în carcasă) este de 2 mm pentru fiecare parte şi luând din tabela XVIII. 5 valoarea înălţimii ferestrei pentru miezul E-4 x 10, vom obţine înălţimea înfăşurărilor:

$$h_i = h - 2 \cdot 2 = 15 - 2 \cdot 2 = 11 \text{ mm.}$$

Grosimea întregii înfăşurări primare va fi:

$$A_1 = \frac{Q_1}{h_i} = \frac{20{,}8}{11} \approx 1{,}9 \text{ mm.}$$

Infăşurarea secundară se bobinează în strat, deoarece conductorul înfăşurării secundare este suficient de gros şi există spire puţine în înfăşurare. Numărul spirelor înfăşurării secundare în strat va fi:

$$w_{2st} = \frac{h_i}{d_{2iz}} = \frac{11}{0{,}36} \approx 30 \text{ spire.}$$

iar numărul straturilor din înfăşurare:

$$c_2 = \frac{w_2}{w_{2st}} = \frac{76}{30} \approx 3 \text{ straturi.}$$

Presupunând grosimea stratului izolant dintre straturile înfăşurărilor secundare de 0,07 mm, şi coeficientul de bombare egal cu 1,3, în conformitate cu formula (XV. 83) se obţine grosimea înfăşurării secundare:

$$A_2 = 1{,}3\,[d_{2iz} \cdot c_2 + \delta_{g2}\,(c_2 - 1)] = 1{,}3\,[0{,}36 \cdot 3 + 0{,}07 \cdot (3-1)] \approx 1{,}6 \text{ mm}.$$

Să luăm grosimea tubului înfăşurării δ_k, împreună cu jocul dintre miez şi tub, de 0,5 mm pentru o parte, şi grosimea izolaţiei dintre înfăşurări = 0,2 mm, ceeace este suficient pentru o tensiune a sursei de alimentare anodică, de 70 V. In acest caz, grosimea totală, ocupată de înfăşurare în fereastra miezului este:

$$A_m = \delta_k + A_1 + \delta + A_2 = 0{,}5 + 1{,}9 + 0{,}2 + 1{,}6 = 4{,}2 \text{ mm}.$$

Deoarece lăţimea ferestrei miezului este egală cu 5 mm, înfăşurările se aşează în fereastră cu o mică rezervă, iar miezul ales convine pentru transformatorul construit.

9. Să verificăm dacă trebue să se împartă înfăşurările transformatorului în părţi alternante. Pentru aceasta trebue să se calculeze valoarea aproximativă a inductanţei de scăpări a transformatorului, care are loc în cazul aşezării nealternante a înfăşurărilor, presupunând = 0,85:

$$L_s = \frac{0{,}4\,\pi\, k l_{Cu} w_1^2}{10^8 h}\left(\delta + \frac{A_1 + A_2}{3}\right) =$$

$$= \frac{0{,}4 \cdot 3{,}14 \cdot 0{,}85 \cdot 4{,}3 \cdot 2330^2}{10^8 \cdot 1{,}5} \cdot \left(0{,}02 + \frac{0{,}19 + 0{,}16}{3}\right) = 0{,}023 \text{ H}.$$

Această valoare a inductanţei de scăpări este mult mai mică decât valoarea maximă admisibilă (0,5 H); deaceea înfăşurările se execută nealternante. Pentru a proteja înfăşurările transformatorului contra deranjamentelor mecanice, cum şi pentru a micşora costul înfăşurărilor, în cazul acestor transformatori este recomandabil să se aşeze înfăşurările oarecum neobişnuit pentru transformatorul de ieşire, şi anume să se aşeze înfăşurarea secundară, care are conductorul mai gros, deasupra. Prin aceasta, consumul de conductor pentru înfăşurarea primară, care este mai scump, se va reduce, iar costul total al înfăşurărilor se va micşora.

10. Pentru determinarea consumului de conductor, necesar pentru înfăşurările transformatorului, să găsim valoarea exactă a lungimii spirei medii a înfăşurărilor. Lungimea spirei medii a înfăşurării primare este:

$$l_{med1} = 2(y_1 + 2\delta_k) + 2(y_2 + 2\delta_k) + \pi A_1 = 2\,(0{,}4 + 2 \cdot 0{,}05) +$$

$$+ 2\,(1 + 2 \cdot 0{,}05) + 3{,}14 \cdot 0{,}19 = 3{,}8 \text{ cm}$$

iar lungimea spirei medii a înfăşurării secundare:

$$l_{med2} = 2\,(y_1 + 2\delta_k) + 2\,(y_2 + 2\delta_k) + \pi\,(2A_1 + 2\delta + A_2) = 2(0{,}4 + 2 \cdot 0{,}05) +$$

$$+ 2\,(1 + 2 \cdot 0{,}05) + 3{,}14\,(2 \cdot 0{,}19 + 2 \cdot 0{,}02 + 0{,}16) = 5{,}02 \text{ cm}$$

Lungimea totală a conductorului înfăşurării primare şi secundare va fi:

$$l_1 = l_{med1} \cdot w_1 = 3{,}8 \cdot 2330 = 8850 \text{ cm} = 88{,}5 \text{ m}$$

$$l_2 = l_{med2} \cdot w_2 = 5{,}02 \cdot 76 = 382 \text{ cm} = 3{,}82 \text{ m}.$$

Greutatea conductorului înfăşurării primare şi greutatea conductorului înfăşurării secundare se calculează luând din tabela XVIII. 4 greutatea unui metru de conductor emailat de diametru corespunzător şi înmulţind această greutate cu lungimea conductorului înfăşurării:

$$p_1 = 0{,}026 \cdot 88{,}5 = 2{,}3\ g; \quad p_2 = 0{,}778 \cdot 3{,}82 \approx 3\ g$$

Rezistenţa înfăşurării primare şi secundare se va determina luând din tabela XV. 4 rezistenţa unui metru de conductor, de diametru corespunzător, şi înmulţind-o cu lungimea conductorului înfăşurării:

$$r_1 = 6{,}18 \cdot 88{,}5 = 547\ \Omega; \quad r_2 = 0{,}204 \cdot 3{,}82 = 0{,}779\ \Omega.$$

După cum se vede, rezistenţa înfăşurării primare a rezultat mai mică decât cea propusă, iar rezistenţa înfăşurării secundare mai mare. Să verificăm suma rezistenţei înfăşurării primare şi a rezistenţei raportate a celei secundare:

$$r'_2 = \frac{r_2}{n^2} = \frac{0{,}779}{0{,}0327^2} = 729\ \Omega; \quad r_1 + r'_2 = 547 + 729 = 1276\ \Omega.$$

Valoarea propusă pentru rezistenţa totală, care determină randamentul transformatorului, este în cazul de faţă egală cu 625 + 625 = 1250 Ω adică din punct de vedere practic coincide cu valoarea obţinută, iar randamentul transformatorului va fi egal cu cel propus.

Deoarece nu există o mare rezervă de spaţiu în fereastra miezului, o abatere pentru diametrul conductorului înfăşurărilor se poate admite numai dacă are loc simultan pentru ambele înfăşurări şi este de semne contrare, adică astfel ca prin micşorarea diametrului conductorului unei înfăşurări să se mărească diametrul celeilalte. In caz contrar, randamentul rezultă mai mic decât cel propus, sau înfăşurările nu vor încăpea în fereastra miezului. Când este necesar să admitem abateri mari pentru diametrul conductorului, miezul trebue să se ia de dimensiuni mai mari, ceeace va provoca mărirea greutăţii, dimensiunilor şi a costului transformatorului.

Greutatea totală a transformatorului, calculat fără a ţine seamă de greutatea elementelor de montaj, va fi de circa 23 g (cu un gram mai mult decât greutatea indicată în tabela XVIII. 5, din cauza greutăţii specifice ridicate a permalloyului, egală aproximativ cu 8,5). După cum se indică în tabelă, dimensiunile exterioare ale transformatorului sunt 20x19x19 mm.

Exemplul 2. Calculul unui transformator de ieşire, de putere, care lucrează în clasă B.

Pentru a exemplifica proiectarea transformatorului de joasă frecvenţă, de mare putere, să efectuăm calculul unui transformator de ieşire de 10 kW lucrând în contratimp în clasă B, cu curenţi de grilă. Datele etajului şi condiţiile tehnice impuse sunt următoarele:

Puterea de ieşire maximă	$P = 10$ kW
Valoarea eficace a tensiunii de pe sarcină	$U_2 = 960$ V
Rezistenţa medie a tubului pentru perioada de trecere a curentului anodic	$R = 7000\Omega$
Pulsaţia de lucru inferioară	$\omega_i = 628$
Pulsaţia de lucru superioară	$\omega_s = 31400$

Distorsiunile de frecvenţă admisibile la frecvenţa de lucru inferioară $M_i = 1{,}06$

Distorsiunile de frecvenţă admisibile la frecvenţa de lucru superioară $M_s = 1{,}06$

Coeficientul mediu de nelinearitate al transformatorului admisibil la frecvenţa inferioară, puterea de ieşire totală şi curenţii anodici ai tuburilor egali $k_p = 0{,}03$

Amplitudinea impulsurilor de curent din înfăşurarea primară $I_{m1} = 3{,}4$ A

Amplitudinea componentei alternative a tensiunii anodice $U_{m1} = 6000$ V

Componenta continuă a tensiunii anodice $U_0 = 7000$ V

Etajul se calculează pentru o funcţionare de durată, fiind posibilă funcţionarea cu puterea totală timp de mai multe ore (ceeace nu are loc în etajele finale ale staţiilor de radioficare). Sarcina etajului poate fi considerată optimă, când tensiunea minimă pe sarcină, la care trebue să se respecte caracteristica de frecvenţă impusă, reprezintă 0,01 din tensiunea corespunzătoare puterii totale. Amplificatorul fiind fix, transformatorul poate fi executat cu izolaţia în ulei. Conform condiţiilor de funcţionare nu este necesar să existe un ecran pus la pământ între înfăşurarea primară şi cea secundară.

1. Să trecem la alegerea tipului şi dimensiunilor miezului. După cum s'a indcat în § XV. 1, pentru transformatorii de mare putere se foloseşte deobicei miezul în sâmbure, cu secţiunea braţului în trepte. Să luăm pentru cazul de faţă miezul cu 3 trepte. Ca material pentru miez poate fi ales oţelul de transformator ЭчАА sau oţelul ХВП. In cazul folosirii acestuia din urmă, inducţia maximă poate fi mai mare decât pentru oţelul ЭчАА, ceeace duce la micşorarea dimensiunilor şi a greutăţii transformatorului. Pentru miez se foloseşte oţelul ЭчАА, din cauza costului lui mai scăzut. Deoarece frecvenţa de lucru inferioară a transformatorului este situată sub 150 Hz, conform tabelei XIV. 4, în cazul oţelului ЭЧАА grosimea tolei poate fi luată de 0,5 mm, fără a dăuna prin aceasta caracteristicelor electrice ale transformatorului. Izolaţia tolelor va fi din lac, iar coeficientul de umplere a suprafeţei miezului prin secţiunea netă a materialului magnetic k_m conform tabelei XIV. 3, va fi de 0,92. Pentru amplitudinea curentului din înfăşurarea primară de 3,4 A, diametrul conductorului trebue să fie de circa 1 mm. La acest diametru poate să fie folosit conductorul cu izolaţie dublă de bumbac (ПБД). Pentru acest conductor, coeficientul de umplere al ferestrei corespunzător înfăşurării primare f_{Cu1} pentru un transformator cu izolaţie de aer, conform tabelei XIV. 6, este în medie egal cu 0,04, iar pentru un transformator cu izolaţia în ulei, odată şi jumătate mai mare, adică 0,06.

Deoarece etajul se calculează pentru o funcţionare de durată, în conformitate cu tabela II. 1 randamentul transformatorului η pentru puterea de 10 kW va fi egal cu 0,795. Se propune ca inducţia maximă la frecvenţa de lucru inferioară şi la puterea de ieşire totală, să fie de 11 000 gauss, conform indicaţiilor § II. 8 şi XIV. 5.

Diametrul miezului în sâmbure cu 3 trepte se va determina din expresia:

$$d = \sqrt[5]{\frac{6{,}4 \cdot 10^{11} \cdot P}{B_{mi}^2\, \omega_i^2 \cdot k_m^2 \cdot f_{Cu1}(1-\eta)}} =$$

$$= \sqrt[5]{\frac{6{,}4 \cdot 10^{11} \cdot 10^4}{11\,000^2 \cdot 628^2 \cdot 0{,}92^2 \cdot 0{,}06\,(1-0{,}975)}} = 10{,}1\ cm.$$

După ce determinăm diametrul, calculăm, conform tabelei XIV. 1 şi formulelor (XIV. 21) şi (XIV. 23), datele principale ale miezului:
Lăţimea primei tole $y_1 = 0{,}421\ d = 0{,}421.101 = 43$ mm
Lăţimea tolei a doua $y_2 = 0{,}707\ d = 0{,}707.101 = 71$ mm
Lăţimea tolei a treia $y_3 = 0{,}907\ d = 0{,}907.101 = 92$ mm
Lăţimea tolei jugului $y_4 = 0{,}735\ d = 0{,}735.101 = 74$ mm
Secţiunea netă a materialului magnetic al miezului:

$$q_c = 0{,}667\ d^2 k_m = 0{,}667 \cdot 10{,}1^2 \cdot 0{,}92 = 62{,}5\ cm^2$$

Lăţimea ferestrei miezului $b = 0{,}9\ d = 0{,}9.101 = 91$ mm
Inălţimea ferestrei miezului $h = 2{,}5\ b = 2{,}5.91 = 228$ mm

2. Deoarece transformatorul funcţionează în clasă *B*, iar jumătăţile înfăşurării lui primare funcţionează alternativ, în conformitate cu cele expuse în § XV. 7, calculul transformatorului se va executa raportând schema în contratimp la o jumătate a înfăşurării primare a transformatorului. Amplitudinea componentei alternative a tensiunii anodice a etajului U_{m1} este de 6000 V; neglijând căderea de tensiune în rezistenţa înfăşurării primare (din cauza randamentului ridicat al transformatorului), vom găsi că numărul spirelor dintr'o jumătate a înfăşurării primare nu trebue să fie mai mic decât:

$$W_{1p} = \frac{U_m \cdot 10^8}{B_{mi}\, \omega_i\, q_c} = \frac{6000 \cdot 10^8}{11000 \cdot 628 \cdot 62{,}5} = 1390 \text{ spire.}$$

3. Se determină parametrii electrici principali ai etajului şi ai transformatorului. Rezistenţa de sarcină din înfăşurarea secundară a transformatorului este:

$$R_2 = \frac{U_2^2}{P} = \frac{960^2}{10^4} = 92{,}2\ \Omega$$

Rezistenţa sarcinii anodice, raportată la un braţ al schemei în contratimp, se va determina din expresia:

$$R_{ap} = \frac{U_{m1}^2}{2P} = \frac{6000^2}{2 \cdot 10^4} = 1800\ \Omega$$

Raportul de transformare, între o jumătate a înfăşurării primare şi întreaga înfăşurare secundară, va fi:

$$n_p = \sqrt{\frac{R_2}{\eta R_{ap}}} = \sqrt{\frac{92{,}2}{0{,}975 \cdot 1800}} = 0{,}229.$$

De aici, numărul spirelor înfăşurării secundare este:

$$w_2 = w_{1p} \cdot n_p = 1390 \cdot 0{,}229 = 318 \text{ spire}$$

Rezistenţa întregii înfăşurări primare, raportată la o jumătate a ei, va fi:

$$r_1 = 0{,}293\ R_{ap}\ (1 - \eta) = 0{,}293 \cdot 1800 \cdot (1 - 0{,}975) = 13{,}2\ \Omega.$$

Deoarece rezistența jumătăților înfășurării legate în derivație este egală cu 13,2 Ω rezistența unei jumătăți va fi de două ori mai mare:

$$r_{1p} = 2 \cdot r_1 = 13{,}2 \cdot 2 = 26{,}4\ \Omega.$$

Rezistența înfășurării secundare se poate determina prin rezistența de sarcină și randamentul transformatorului:

$$r_2 = 0{,}414\ R_2 \frac{1-\eta}{\eta} = 0{,}414 \cdot 92{,}2\ \frac{1-0{,}975}{0{,}975} = 0{,}98\ \Omega.$$

Pentru micșorarea inductanței de scăpări a transformatorului, fiecare jumătate a înfășurării primare trebue să aibă un coeficient de cuplaj, cu întreaga înfășurare secundară, ridicat. Pentru aceasta, pe ambele brațe ale miezului se așează câte o bobină a înfășurării secundare, fiecare lucrând sub întreaga tensiune de ieșire și aceste bobine se leagă în paralel. Rezistența fiecărei jumătăți din înfășurarea secundară trebue să fie de două ori mai mare, adică:

$$r_{2p} = 2\, r_2 = 2\ \ 0{,}98 = 1{,}96\ \Omega.$$

Rezistența generatorului pentru frecvențele inferioare o vom găsi, deasemenea, raportând-o la o jumătate a înfășurării primare. Cunoscând că impedanța tubului pentru alternanța de lucru este egală cu 7000 Ω și neglijând rezistența înfășurărilor (din cauza valorii ei reduse) rezultă:

$$R_{gip} = \frac{R \cdot R_{ap}}{R + R_{ap}} = \frac{7000 \cdot 1800}{7000+1800} = 1430\ \Omega.$$

Deci, inductanța minimă admisibilă a jumătății înfășurării primare va fi:

$$L_{1p} = \frac{R_{gip}}{\omega_i \sqrt{M_i^2 - 1}} = \frac{1430}{628\sqrt{1.06^2 - 1}} = 6{,}5\ \mathrm{H},$$

iar inductanța de scăpări maximă admisibilă, între jumătatea înfășurării primare și întreaga înfășurare secundară, va fi:

$$L_{sp} = \frac{(R + R_{ap})\sqrt{M_s^2 - 1}}{\omega s} = \frac{(7000 + 1800)\sqrt{1{,}06^2 - 1}}{31400} = 0{,}098\ \mathrm{H}$$

Lungimea liniei de forță magnetică medie a miezului de tipul ales, cu acțiune uniformă în lungul circuitului magnetic, se determină din expresia:

$$l_{med} = 2\,h + 2\,b + \pi\,\frac{y_3 + y_4}{2} = 2 \cdot 228 + 2 \cdot 92 + 3{,}14\,\frac{92+74}{2} = 900\ \mathrm{mm} = 90\ \mathrm{cm}$$

4. Să trecem la determinarea diametrului conductorului înfășurărilor. Pentru aceasta vom determina mai întâi valoarea aproximativă a lungimii spirei medii a înfășurărilor transformatorului, cu secțiunea miezului în trepte, după expresia:

$$l_{Cu} = 3{,}14\,(d + 0{,}35\,b) = 3{,}14(101 + 0{,}35 \cdot 91) = 417\ \mathrm{mm}.$$

Lungimea totală a conductorului unei bobine a înfăşurării primare este:

$$l_1 = l_{Cu} w_{1p} = 417 \cdot 1390 = 580\,000\,\text{mm} = 580\,\text{m}$$

iar lungimea totală a conductorului unei bobine a înfăşurării secundare:

$$l_2 = l_{Cu} w_{2p} = 417 \cdot 318 = 133\,000\,\text{mm} = 133\,\text{m}$$

Presupunând temperatura de lucru a transformatorului de circa 40°C, calculăm diametrul conductorului înfăşurărilor:

$$d_1 = 0{,}15 \sqrt{\frac{1 + 0{,}004\,(t^0 - 20) l_1}{r_1}} = 0{,}15 \sqrt{\frac{1 + 0{,}004(40-20) \cdot 580}{26{,}4}} = 0{,}73\,\text{mm};$$

$$d_2 = 0{,}15 \sqrt{\frac{1 + 0{,}004\,(t^0 - 20) l_2}{r_2}} = 0{,}15 \sqrt{\frac{1 + 0{,}004(40-20) \cdot 133}{1{,}96}} = 1{,}28\,\text{mm}.$$

Cercetând tabela XVIII. 4 găsim că cei mai apropiaţi diametri standardizaţi sunt 0,74 şi 1,25 mm. In cazul unei izolaţii duble de bumbac, diametrii conductorilor izolaţi sunt:

$$d_{1iz} = 0{,}94\ \text{mm}\,;\ d_{2iz} = 1{,}5\ \text{mm}$$

5. Să determinăm inductanţa de scăpări pe care o va avea transformatorul calculat. Pentru aceasta, trebue să se determine locul ocupat de înfăşurări în fereastra miezului. In conformitate cu tabela XV. 1, pentru tensiunea anodică de 7000 V se ia grosimea pereţilor laterali ai carcasei de înaltă tensiune de 10 mm, distanţa lor maximă de carcasă de 16 mm, grosimea pereţilor intermediari de 4 mm, distanţa dintre înfăşurarea secundară şi tubul carcasei înfăşurării primare de 6 mm; micşorăm grosimea carcasei înfăşurării primare până la 5 mm, deoarece luăm un cilindru de hârtie bachelizată, care posedă o înaltă rigiditate dielectrică. Inălţimea înfăşurării secundare trebue să fie aproximativ egală cu înălţimea înfăşurării primare, pentru a obţine o inductanţă de scăpări scăzută; de aici:

$$h_{2i} = 228 - 2\,(16 + 10) = 176\,\text{mm}$$

Numărul spirelor dintr'un strat al înfăşurării secundare va fi:

$$w_{2st} = \frac{h_{2i}}{d_{2iz}} = \frac{176}{1{,}5} = 117\ \text{spire.}$$

Numărul straturilor înfăşurării secundare dintr'o bobină va fi:

$$c_{2p} = \frac{w_{2p}}{w_{2st}} = \frac{318}{117} = 2{,}72 \approx 3\ \text{straturi.}$$

Grosimea totală a înfăşurării secundare dintr'o bobină, când între straturi se aşează preşpan de 0,3 mm, va fi:

$$A_{2p} = d_{2iz} \cdot c_{2p} + \delta_{g2}\,(c_{2p} - 1) = 1{,}5 \cdot 3 + 0{,}3\,(3 - 1) = 5{,}1\,\text{mm.}$$

Presupunând că grosimea totală a pereţilor intermediari ai carcasei

înfăşurării primare este de aproximativ 30 mm, găsim că înălţimea liberă pentru înfăşurarea primară este:

$$h_{1i} = 218 - (2 \cdot 16 + 10) - 30 = 146 \text{ mm}.$$

Numărul de spire dintr'un strat al înfăşurării primare:

$$w_{1st} = \frac{h_{1i}}{d_{1iz}} = \frac{146}{0,94} = 155 \text{ spire}.$$

Numărul straturilor înfăşurării primare dintr'o bobină:

$$c_{1p} = \frac{w_{1p}}{w_{1st}} = \frac{1390}{155} = 9 \text{ straturi}.$$

Grosimea totală a înfăşurării primare, folosind straturi izolante de 0,2 mm între straturile înfăşurării şi preşpan de 0,5 mm înaintea stratului superior, va fi de:

$$A_{1p} = 0,94 \cdot 9 + 0,2 \cdot 7 + 0,5 \cdot 1 = 10,35 \text{ mm}.$$

Inductanţa de scăpări între jumătatea înfăşurării primare şi întreaga înfăşurare secundară, când se leagă în paralel bobinele înfăşurării secundare, se determină după formula obişnuită. Valoarea coeficientului k este 0,8, conform tabelei XV. 4. Inălţimea h, ocupată de înfăşurări în fereastra miezului, o luăm egală cu înălţimea liberă pentru înfăşurarea secundară. In cazul de faţă distanţa totală între înfăşurări, la o aşezare nealternantă a înfăşurărilor, este egală cu suma dintre distanţa dintre înfăşurări şi grosimea carcasei înfăşurării primare, adică 11 mm. In acest caz, inductanţa de scăpări a jumătăţii înfăşurării primare, este:

$$L_{sp} = \frac{0,4\,\pi\, k l_{Cu} w_{1p}^2}{10^8 h}\left(\delta + \frac{A_{1p} + A_{2p}}{3}\right) =$$

$$= \frac{0,4 \cdot 3,14 \cdot 0,8 \cdot 41,7 \cdot 1390^2}{10^8 \cdot 17,6}\left(1,1 + \frac{0,51 + 1,035}{3}\right) = 0,074 \text{ H}.$$

Prin urmare, în cazul aşezării nealternante a înfăşurărilor transformatorului, inductanţa de scăpări nu depăşeşte valoarea admisibilă 0,098 H.

Deaceea, adoptăm înfăşurarea nealternantă. Infăşurarea primară care are un potenţial ridicat în raport cu miezul transformatorului, pus la pământ, o aşezăm la exterior, iar cea secundară în interior.

6. Să verificăm inductanţa jumătăţii înfăşurării primare a transformatorului calculat. Pentru aceasta trebue să găsim permeabilitatea oţelului э4AA, folosit pentru miez, când tensiunea pe sarcină este minimă. Deoarece la tensiunea de ieşire maximă şi la frecvenţa inferioară, inducţia în miez este egală cu 11 000 gauss, când tensiunea de sarcină va fi de 100 de ori mai mică, inducţia va fi de 110 gauss. La această inducţie, permeabilitatea oţelului э4AA, după cum se vede din figura XI. 4, este aproximativ egală cu 1200 gauss/oersted, iar inductanţa jumătăţii înfăşurării primare este:

$$L_{1p} = \frac{0,4\,\pi \mu_{\sim} q_c w_{1p}^2}{10^8\, l_{med}} = \frac{0,4 \cdot 3,14 \cdot 1200 \cdot 62,5 \cdot 1390^2}{10^8 \cdot 90} \approx 20 \text{ H}$$

adică este mult mai mare decât valoarea necesară. La această inductanță, distorsiunile de frecvență produse de transformator la frecvența de lucru inferioară, vor fi:

$$M_i = \sqrt{1+\left[\frac{R_{gip}}{\omega_i L_{1p}}\right]^2} = \sqrt{1+\left[\frac{1430}{628 \cdot 20}\right]^2} = 1{,}0065,$$

adică practic vor lipsi. Deaceea, numărul de spire găsit pentru înfășurarea primară, în funcție de inducția maximă admisibilă, este mai mult decât suficient, pentru a satisface condițiile impuse caracteristicei de frecvență. Această situație este normală, deoarece puterea transformatorului este mai mare decât cea critică.

7. Să verificăm dacă înfășurările încap în fereastra miezului transformatorului. Deoarece lățimea tolei a treia a miezului este de 92 mm iar diametrul interior al tubului înfășurării secundare este de 103 mm, rămâne un joc de 5,5 mm între miez și tub de fiecare parte, care trebue să fie luat în considerare la calculul așezării înfășurărilor. Grosimea totală ocupată de înfășurări, pe un braț al transformatorului, va fi constituită din jocul dintre tubul înfășurării secundare și miez, grosimea tubului, grosimea înfășurării secundare, jocul dintre această înfășurare și tubul carcasei înfășurării primare și din grosimea înfășurării primare:

$$A_{tp} = 5{,}5 + 3 + 5{,}1 + 6 + 5 + 10{,}35 \approx 35 \text{ mm}$$

Jocul dintre suprafețele exterioare ale bobinelor înfășurării primare este:

$$\delta' = b - 2A_{tp} = 91 - 2 \cdot 35 = 21 \text{ mm}$$

ceeace este suficient la tensiunea anodică a etajului de 7000 V și la izolația în ulei a transformatorului. Prin urmare înfășurările încap pe transformator deci dimensiunile miezului sunt corect alese.

8. Să determinăm factorul de nelinearitate al transformatorului, la frecvența de lucru inferioară și la puterea de ieșire totală. Conform curbelor din fig. XVIII. 2, permeabilitatea oțelului Э 4 AA, la inducția de 11 000 gauss și în lipsa unei magnetizări de curent continuu, este de 1 700 gauss/oersted. Se poate calcula cu ușurință că în aceste condiții, inductanța jumătății înfășurării primare este 28,5 H. Factorul de nelinearitate al transformatorului, în lipsa magnetizării continue, se poate considera echivalent factorului de nelinearitate, dat de armonica a treia. Pentru inducția de 11 000 gauss și oțelul Э 4 AA găsim după curbele din fig. XVIII. 7) coeficientul armonicei a treia a curentului, când lipsește magnetizarea continuă, egal cu 0,35. Deaceea, coeficientul de nelinearitate al transformatorului va fi:

$$k_f \approx k_{f3} = k_3 \frac{R_{gip}}{\omega_i L_{1p}} = 0{,}35 \frac{1430}{628 \cdot 28{,}5} = 0{,}028 = 2{,}8\%$$

ceeace este practic egal cu procentajul admisibil de 3% (conform condițiilor tehnice). Prin urmare, inducția maximă în miez a fost corect aleasă.

9. Să determinăm rezistența înfășurărilor, plecând dela valoarea exactă a lungimii spirei medii a înfășurării primare și secundare:

$$l_{Cu_2} = 3{,}14\,(103 + 2 \cdot 3 + 5{,}1) = 359 \text{ mm} = 0{,}359 \text{ m};$$

$$l_{Cu1} = 3{,}14\,(103 + 2 \cdot 3 + 2 \cdot 5{,}1 + 2 \cdot 6 + 2.5 + 10{,}35) = 476 \text{ mm} = 0{,}476 \text{ m}.$$

Lungimea totală a conductorului dintr'o bobină a transformatorului este:

$$l_{1p} = l_{Cu1}\, w_{1p} = 0{,}476 \cdot 1390 = 661\ \text{m} = 0{,}661\ \text{km};$$

$$l_{2p} = l_{Cu2}\, w_{2p} = 0{,}359 \cdot 318 = 114\ \text{m} = 0{,}114\ \text{km},$$

Luând din tabela XVIII. 4 rezistența unui km din conductorul ales pentru înfășurarea primară și cea secundară (0,74 mm și 1,25 mm) găsim rezistența jumătăților de înfășurare primară și secundară la 40°C:

$$r_{1p} = 40{,}64 \cdot 0{,}661\,[1 + 0{,}004(40-20)] = 29\ \Omega.$$

$$r_{2p} = 14{,}25 \cdot 0{,}114\,[1 + 0{,}004(40-20)] = 1{,}75\ \Omega.$$

Rezistența înfășurării primare s'a obținut cu 10% mai mare, iar a celei secundare cu 12% mai mică, decât valorile aflate prin calcul electric (26,4 Ω și 1,96 Ω); deaceea, rezistența totală a ambelor înfășurări rămâne aproape neschimbată, ca și randamentul transformatorului. Prin urmare, nu trebue să se modifice diametrii găsiți pentru conductori. Cu toleranță se pot lua pentru înfășurarea primară conductorii 0,69 și 0,8 ПЭД iar pentru cea secundară, 1,2 și 1,35 ПБД

10. Să găsim numărul secțiilor înfășurării primare, necesar pentru obținerea unei rigidități dielectrice suficiente:

$$s = \frac{10\, U_0}{450\, c_1} = \frac{10\, U_0}{450 \cdot 2c_{1p}} = \frac{10 \cdot 7000}{450 \cdot 2 \cdot 9} = 8{,}6 \approx 8\ \text{secții};$$

prin urmare, numărul pereților intermediari va fi de 7 iar lățimea unei secții:

$$\frac{176 - 7 \cdot 4}{8} = 18{,}5\ \text{mm}.$$

In cazul abaterilor maxime adoptate, înfășurările vor încăpea pe transformator, deoarece înfășurarea secundară va avea tot trei straturi și prin urmare practic aceeași grosime. Numărul straturilor înfășurării primare va crește până la 10, iar înălțimea ei până la 12 mm. Aceasta va micșora jocul între bobinele înfășurării primare până la 18 mm, ceeace este cu totul suficient în cazul de față. Stratul superior al înfășurării primare a secției din margine, al cărei capăt se leagă la anodul tubului, trebue să se bobineze distanțat, pentru a evita străpungerea între spire.

Secțiunea înfășurărilor transformatorului calculat este reprezentată în fig. XVIII. 1. Intre înfășurări nu există ecran, deoarece, conform condițiilor de funcționare a transformatorilor, nu este necesar.

11. Să determinăm dacă înfășurarea primară a transformatorului nu se va supraîncălzi. Infășurarea secundară a transformatorului funcționează în condiții mai ușoare, deoarece curentul ei nu are componentă continuă. Deaceea, vom verifica la încălzire numai înfășurarea primară, calculând puterea disipată în ea și suprafața de răcire a înfășurării. In cazul unui semnal sinusoidal la intrarea etajului final și la puterea de ieșire totală, valoarea eficace a curentului înfășurării primare va fi:

$$I_1 = \frac{I_{m1}}{2} = \frac{3{,}4}{2} = 1{,}7\ A.$$

Puterea disipată într'o bobină a înfășurării primare este:

$$\Delta P_{1p} = I_1^2 r_{1p} = 1{,}7^2 \cdot 29 = 84\ W.$$

Vom considera drept suprafață de răcire a înfășurării primare suprafața ci exterioară deoarece tubul înfășurării primare îngreunează degajarea de căldură spre stratul de ulei, dintre înfășurări. In afară de aceasta, uleiul din acest strat este încălzit și de înfășurarea secundară. Determinăm suprafața exterioară a unei bobine a înfășurării primare, ca fiind produsul dintre înălțimea înfășurării și lungimea spirei superioare:

$$S_{răcire} = S_{ext} = hl_{ext} = h\,\pi\,d_{ext} = 17{,}6 \cdot 3{,}14 \cdot 16{,}2 = 895\ \mathrm{cm}^2,$$

deoarece diametrul exterior al bobinei înfășurării primare, în cazul conductorului de 0,74 mm, este de 162 mm. Astfel, pe 1 cm² din suprafața de răcire a înfășurării trebue să fie degajată puterea:

$$\frac{\Delta P_{1p}}{S_{răcire}} = \frac{84}{895} = 0{,}094\ W.$$

ceeace este complect admisibil în cazul răcirii prin ulei.

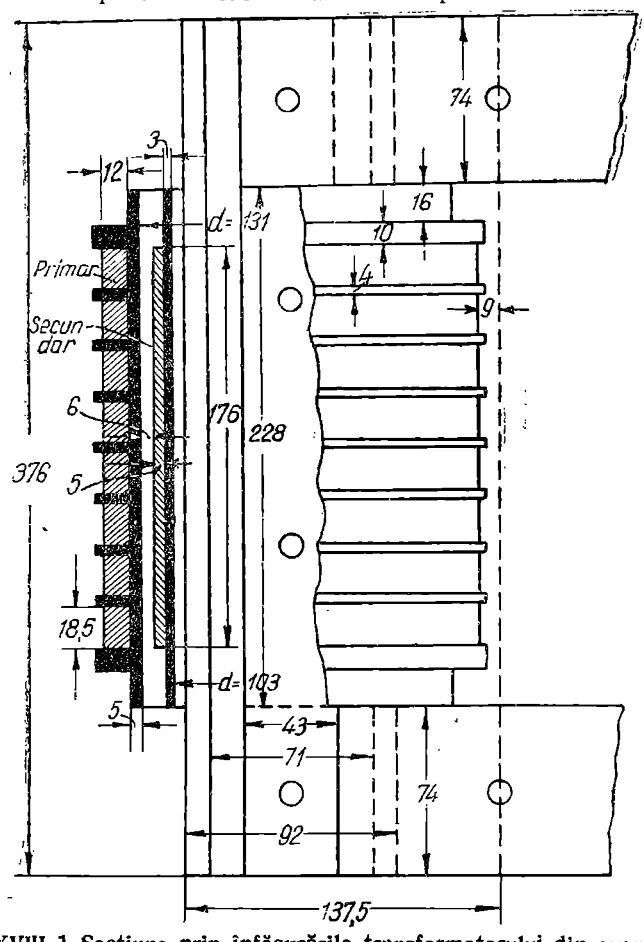


Fig. XVIII.1 Secțiune prin înfășurările transformatorului din exemplul 1

CURBELE DE VARIAȚIE A PERMEABILITĂȚII DINAMICE CU INDUCȚIA ȘI MAGNETIZAREA CONTINUĂ ALE CELOR MAI RĂSPÂNDITE MATERIALE MAGNETICE

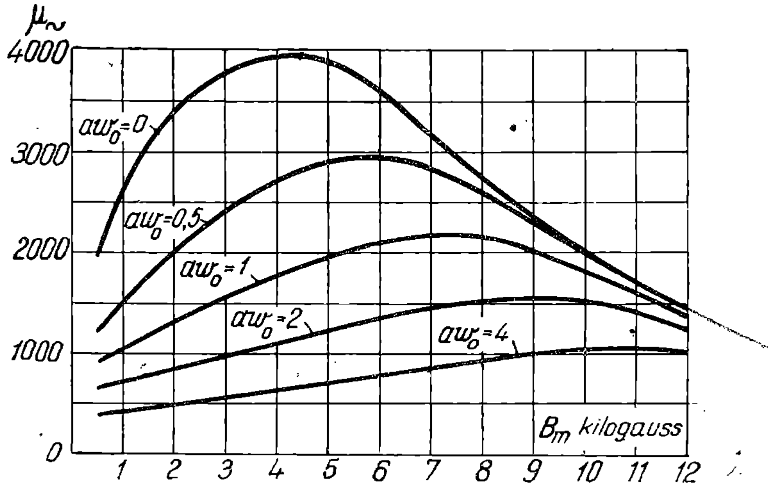


Fig. XVIII.2. Permeabilitatea dinamică în funcție de inducție și de magnetizarea continuă pentru oțelul Э4АА de 0,35 ÷ 0,5 mm, recopt în uzină. După ștanțare, tolele nu au fost recoapte

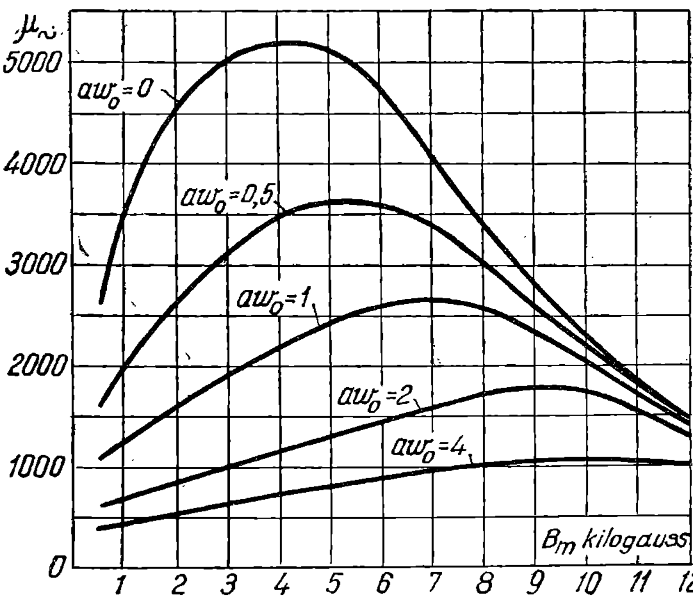


Fig. XVIII.3. Permeabilitatea dinamică, în funcție de inducție și de magnetizarea continuă, pentru oțelul Bπ de 0,35 ÷ 0,5 mm, recopt în uzină. După ștanțare, tolele au fost recoapte

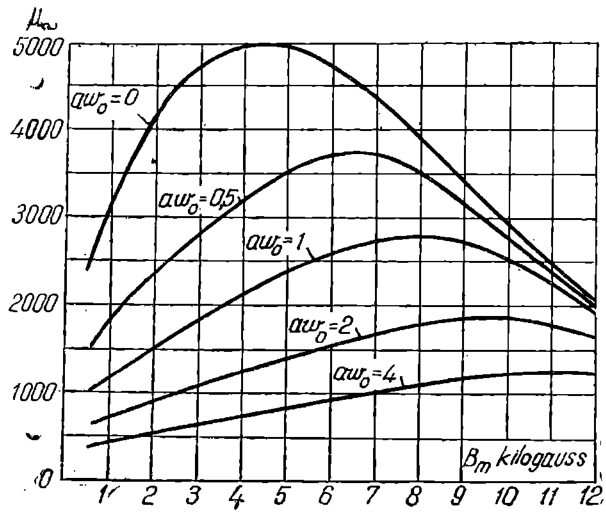


Fig. XVIII.4. Permeabilitatea dinamică, în funcție de inducție și de magnetizarea continuă, pentru oțelul XBπ de 0,35÷0,5 mm recopt în uzină. După ștanțare, tolele au fost recoapte

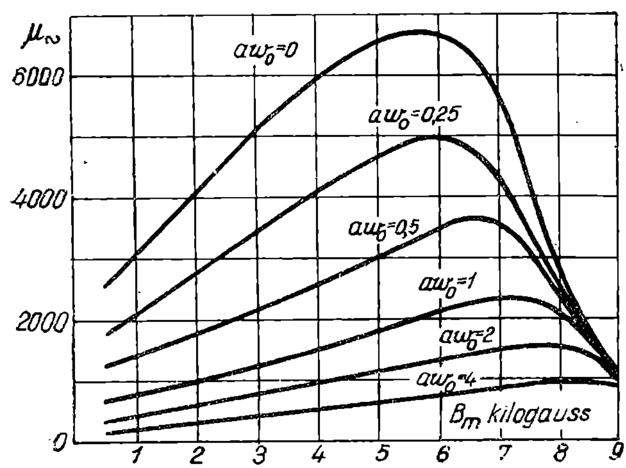


Fig. XVIII.5. Permeabilitatea dinamică, în funcție de inducție și de magnetizarea continuă, pentru permalloy 45 %, recopt, de 0,2 mm grosime

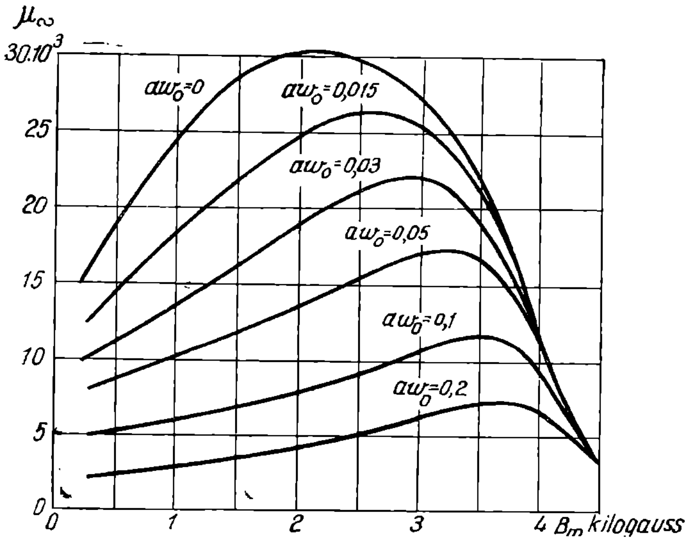


Fig. XVIII.6. Permeabilitatea dinamică, în funcție de inducție și de magnetizarea continuă, pentru permalloy 78 %, recopt, de 0,? mm grosime

CURBELE DE VARIAȚIE A COEFICIENȚILOR ARMONICELOR CURENTULUI CU INDUCȚIA ȘI MAGNETIZAREA CONTINUA ALE CELOR MAI RASPANDITE MATERIALE MAGNETICE

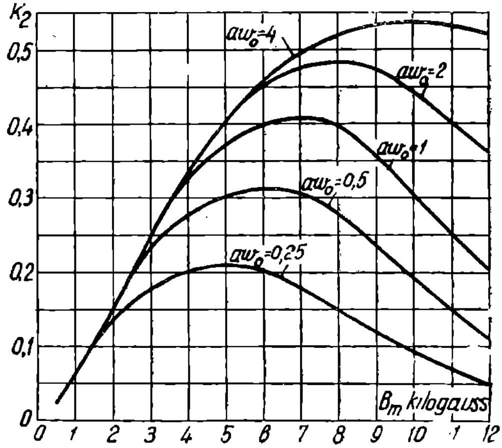


Fig. XVIII.7. Curbele medii ale coeficientului armonicei a doua a curentului, în funcție de inducție și de magnetizarea continuă, pentru oțelurile de transformator de calitățile Э4АА, ЕП, ХВП cu grosimea de 0,35 ÷ 0,5 mm. Oțelul a fost recopt în uzină; tolele după ștanțare nu au fost recoapte

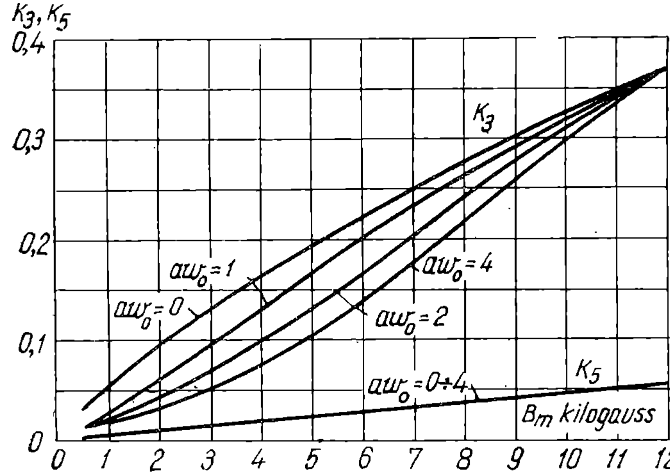


Fig. XVIII.8. Curbele medii ale coeficientului armonicei a treia și a cincea a curentului, în funcție de inducție și de magnetizarea continuă, pentru oțelurile de transformator de calitățile Э4AA, Bп, XBп, cu grosimea de 0,35 ÷ 0,5 mm. Oțelul a fost recopt în uzină; după ștanțare tolele nu au fost recoapte

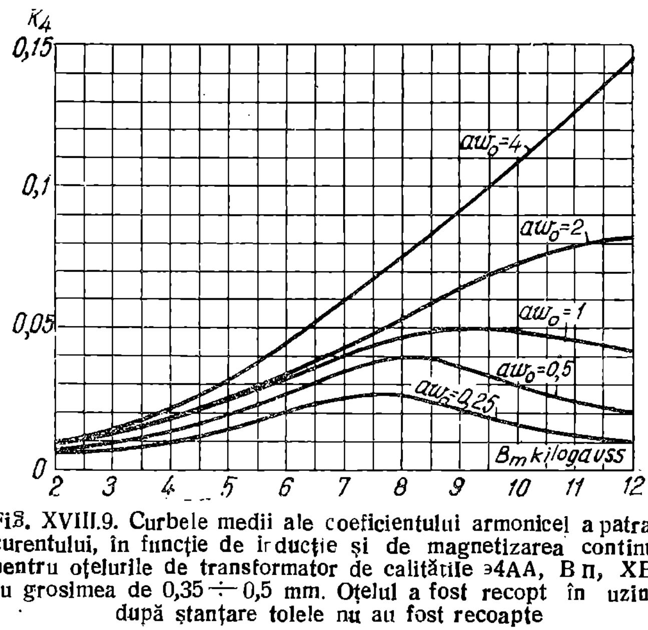


Fig. XVIII.9. Curbele medii ale coeficientului armonicei a patra a curentului, în funcție de inducție și de magnetizarea continuă, pentru oțelurile de transformator de calitățile Э4AA, Bп, XBп, cu grosimea de 0,35 ÷ 0,5 mm. Oțelul a fost recopt în uzină; după ștanțare tolele nu au fost recoapte

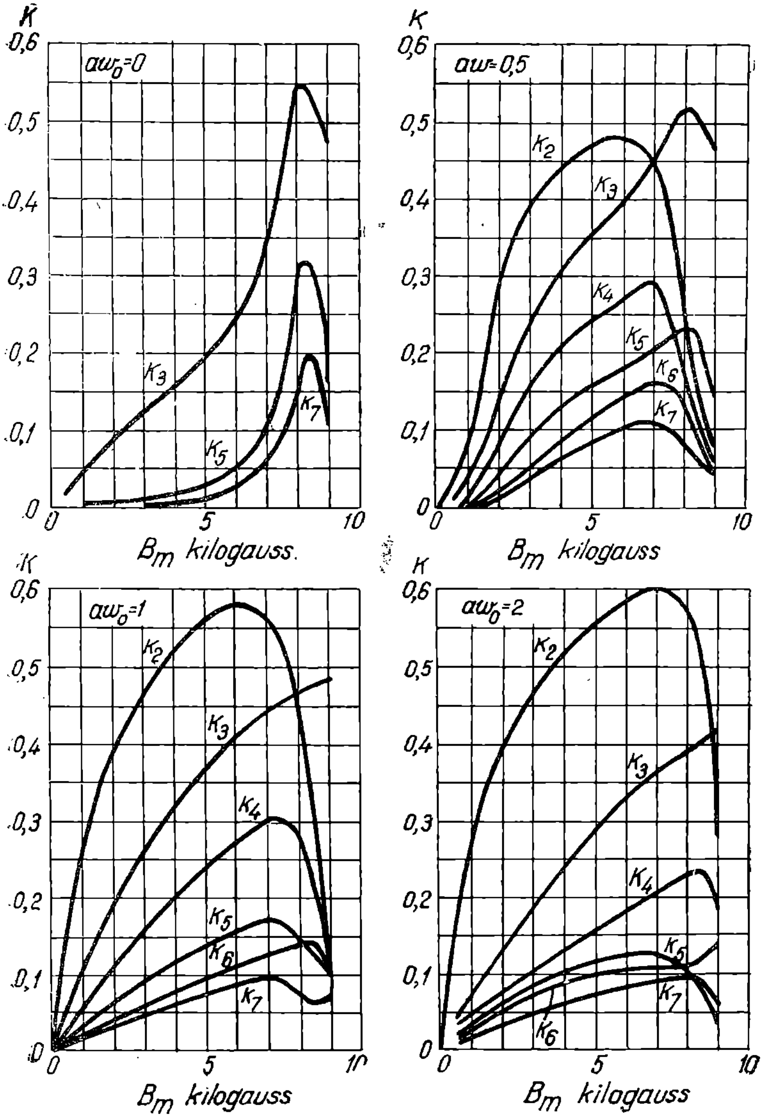
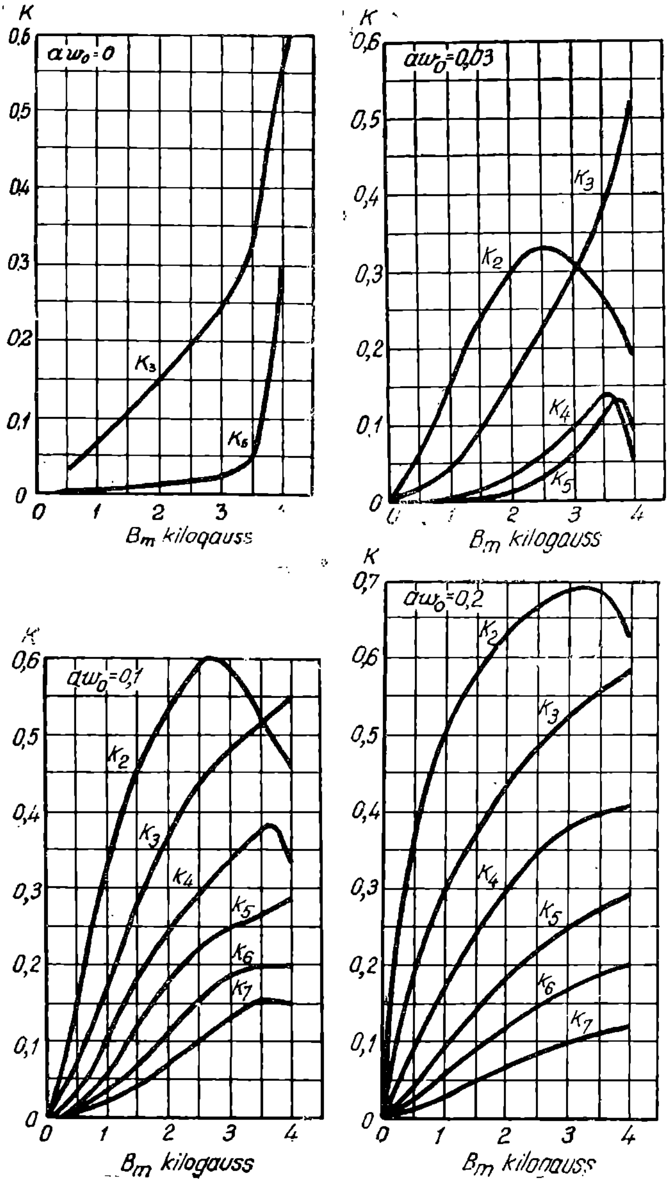


Fig. XVIII.10. Coeficienţii armonicelor curentului, în funcţie de componenta alternativă a inducţiei şi de magnetizarea continuă, pentru permalloy 45 %, recopt



Fig, XVIII,11. Coeficienţii armonicelor curentului, în funcţie de componenta alternativă a inducţiei şi de magnetizarea continuă, pentru permalloy 78 %, recopt

CURBELE DE MAGNETIZARE INTR'UN CAMP MAGNETIC CONTINUU, PENTRU CELE MAI RASPANDITE CALITAȚI DE OȚELURI DE TRANSFORMATOR

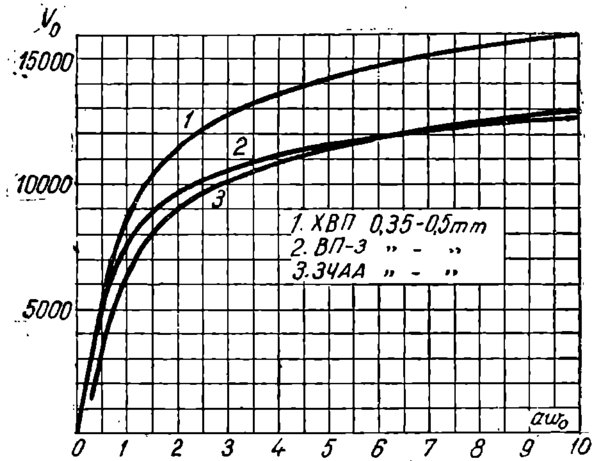


Fig. XVIII.12. Curbele medii de magnetizare ale diferitelor calități de oțeluri de transformator, într'un câmp magnetic continuu. Oțelul recopt în uzină; tolele după recoacere nu au fost recoapte

CURBELE DE VARIAȚIE A FACTORULUI DE CALITATE, CU INDUCȚIA ȘI FRECVENȚA, PENTRU CELE MAI RASPANDITE MATERIALE MAGNETICE

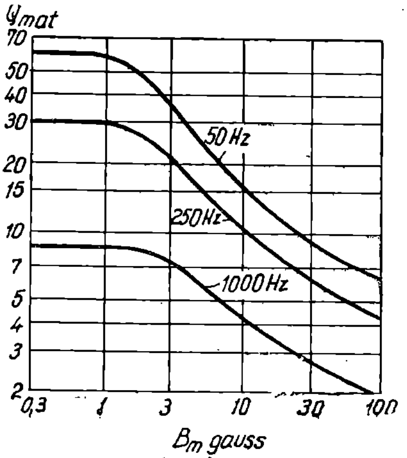


Fig. XVIII.13. Factorul de calitate, în funcție de inducție și de frecvență, pentru oțelul Э4АА de 0,5 mm care nu a fost recopt după ștanțare

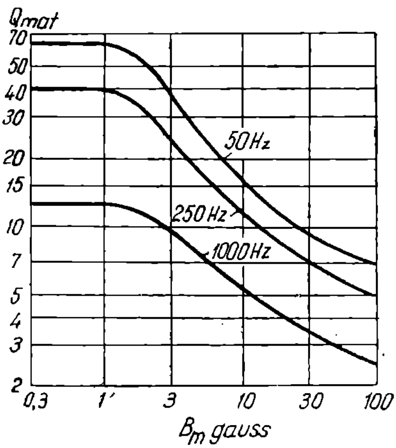


Fig. XVIII.14. Factorul de calitate, în funcție de inducție și de frecvență, pentru oțelul Э4АА de 0,35 mm, nerecopt după ștanțare

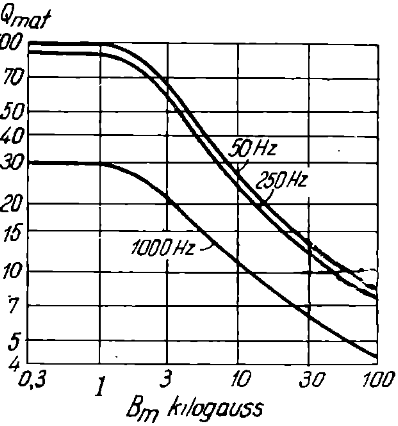


Fig. XVIII.15. Factorul de calitate, în funcţie de inducţie şi de frecvenţă, pentru oţelul Bч de 0,2 mm, nerecopt după ştanţare

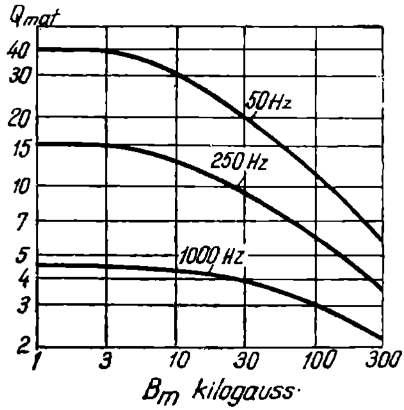


Fig. XVIII.16. Factorul de calitate, în funcţie de inducţie şi de frecvenţă, pentru permalloy 45 %, cu grosimea de 0,35 mm, recopt după ştanţare

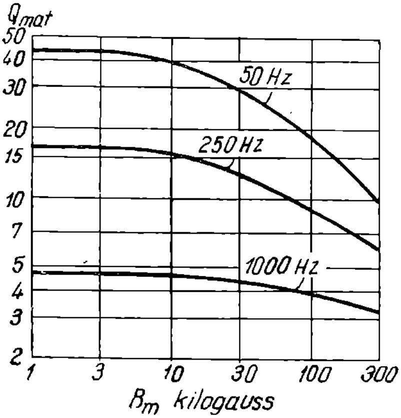


Fig. XVIII.17. Factorul de calitate, în funcţie de inducţie şi de frecvenţă, pentru permalloy 78 %, cu grosimea de 0,1 mm, recopt după ştanţare

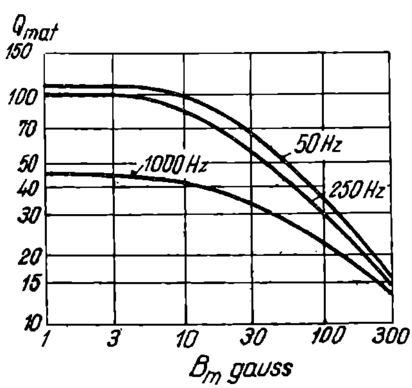


Fig. XVIII.18. Factorul de calitate, în funcţie de inducţie şi de frecvenţă, pentru permalloy 45 %, cu grosimea de 0,1 mm, recopt după ştanţare

Tabela XVIII.1.

Prețurile de en gros pentru permalloy (în ruble pe kg, B. 20).

Grosimea tolei sau a benzii în mm	Permalloy cu 45 ÷ 80 % nichel			Permalloy cu molibden		
	Categoria					
	1	2	3	1	2	3
0,15 ÷ 0,25	98	85	81	126	110	105
0,3 ÷ 0,4	90	78	74	116	101	96
0,5 ÷ 0,6	82	75	73	99	90	87

Observație. Categoriile 1, 2, 3 diferă prin proprietățile magnetice.

Tabela XVIII.2.

Prețurile de en gros pentru oțelurile de transformator (B. 20)

Marca oțelului și grosimea tolei sau a benzii	Prețul în ruble/tonă
Э4А 0,5 mm	1 890
Э4АА 0,5 mm	2 210
Э4А 0,42 mm	2 030
Э4АА 0,42 mm	2 420
Э4А 0,35 mm	2 250
Э4АА 0,35 mm	2 560
Э4А 0,3 mm	2 350
Э4АА 0,3 mm	2 660
Вп-1 0,35 mm	2 700
Вп-2 0,35 mm	2 860
Вп-3 0,35 mm	3 010
Вч-1 0,2 mm	5 850
Вч-2 0,2 mm	5 850
Вч-1 0,1 mm	8 400
Вч-2 0,1 mm	8 400
Тп-1 0,2 mm	5 850
Тп-2 0,2 mm	5 850
Тп-1 0,1 mm	8 400
Тп-2 0,1 mm	8 400
ХВп 0,35 mm recopt, tratat cu acid	3 160
ХВп 0.25 mm recopt, tratat cu acid	4 080
ХВп 0,35 mm nerecopt, netratat	2 240
ХВп 0,25 mm nerecopt, netratat	2 910

Prețurile de en gros pentru conductorii de înfășurări (în ruble/kg, B 21)

Diametrul conductorului fără izolație mm	MARCA CONDUCTORULUI								
	пэл-1	пел-2	пэбо, пэлбо	пэбд, пэлбд	пэшо, пэлшо	пбо	пбд	пшо	пшд
0,03	660	600	—	—	1410	—	—	1339	1646
0,04	210	180	—	—	866	—	—	816	1123
0,05	126	107	—	—	678	—	—	620	894
0,06	88	75	—	—	532	—	—	485	730
0,07	67	58	—	—	450	—	—	412	600
0,08	57	49	—	—	384	—	—	345	510
0,09	49	42	—	—	325	—	—	290	440
0,10	42	35,5	—	—	272	—	—	252	385
0,11	37	31,5	—	—	242	—	—	225	341
0,12	34	28,2	—	—	216	—	—	198,5	307
0.13	30,4	25,8	—	—	194	—	—	181	279
0,14	28,4	24,1	—	—	177	—	—	166	256
0,15	26,6	22,5	—	—	163	—	—	152	237
0,16	24,8	21	—	—	151	—	—	142	221
0,17	23	19,5	—	—	140	—	—	133	208
0,18	21,5	18,2	—	—	131	—	—	124	197
0,19	20,3	17,2	—	—	124	—	—	117	188
0,20	19,3	16,4	37	—	118	28,35	49,7	112	181
0,21	18,4	15,6	34	—	113	26,5	46,4	107	174
0,23	17	14,4	30,3	—	104	24,2	41,6	98	162
0,25	15,9	13,5	28,1	—	96	22	37,3	91	151
0,27	15,3	13	26,2	—	90	20,7	34,2	85	141
0,29	14,9	12,6	24,7	—	85	19,3	31,8	80	131
0,31	14.5	12,3	23,6	—	81	18,5	29,7	76	122
0,33	14,25	12,1	22,7	—	77	17,8	27,7	72	115
0,35	14,05	11,9	22	—	73	17,4	26,2	68	108
0,38	13,8	11,7	21,1	—	67	16,8	24,2	62	100
0,41	13,55	11,5	20,3	—	62	16,3	22,7	58	93
0,44	13,3	11,3	19,6	—	58	15,8	21,5	54,4	87,1
0,47	13.05	11,9	19	—	54	15,4	20,3	51	82
0,49	12,9	10.98	18,6	—	52	15,15	19,7	49,2	79,3
0,51	12,75	10,86	18,2	—	50	14,9	19,2	47,4	76,7
0,55	12,55	10,65	17 4	—	46,6	14,5	18,4	44,1	71,8
0,59	12,4	10,45	16,8	—	43,8	14,1	17,7	41,4	67,5

Diametrul conductorului fără izolație mm	MARCA CONDUCTORULUI								
	ПЭЛ-1	ПЭЛ-2	ПЭБО, ПЭЛБО	ПЭБД, ПЭЛБД	ПЭШО, ПЭЛШО	ПБО	ПБД	ПШО	ПШД
0,64	12,15	10,25	16,2	—	40,9	13,6	16,9	38,5	62,8
0,69	11,9	10,1	15,55	—	38,5	13,2	16,15	35,8	58,6
0,74	11,65	9,95	15	—	36,6	12,9	15,6	33,7	55
0,80	11,45	9,8	14,4	—	34.5	12,6	15	31,8	51,4
0,86	11,25	9,65	13,9	—	32,8	12,3	14,4	30	48,3
0,93	11,07	9,48	13,4	—	31,1	11,95	13,9	28,4	45,5
1,00	10,88	9,33	13	15	29,8	11,65	13,4	27	43,1
1,08	10,69	9,17	12,6	14,2	28,4	11,35	12,8	25,6	40,8
1,16	10,5	9,03	12,2	13,7	27	11,05	12,4	24,3	38,8
1,20	10,41	8,96	12	13,45	26,4	10,9	12,2	23,7	37,8
1,25	10,32	8,89	11,8	13,2	25,7	10,75	12,	23	36,6
1,35	10,13	8,76	11,45	12,7	24,4	10,45	11,65	21,7	34,5
1,45	9,94	8,65	11,15	12,3	23.3	10,2	11,35	20,7	32,8
1,56	9,75	8,54	10,85	11,9	—	10	11,05	20	31,7
1,68	9,56	8,44	10,55	11,5	—	9,8	10,75	—	—
1,81	9,38	8,35	10,25	11,1	—	9,6	10,45	—	—
1,95	9,19	8,25	9,95	10,7	—	9,4	10,15	—	—
2,02	9,09	8,2	9,8	10,55	—	9,3	10	—	—
2,10	—	—	—	—	—	9,2	9,85	—	—
2,26	—	—	—	—	—	—	9,57	—	—
2,44	—	—	—	—	—	—	9,35	—	—
2,63	—	—	—	—	—	—	9,15	—	—
2,83	—	—	—	—	—	—	9	—	—
3,05	—	—	—	—	—	—	8,88	—	—
3,28	—	—	—	—	—	—	8,78	—	—
3,53	—	—	—	—	—	—	8,68	—	—
3,8	—	—	—	—	—	—	8,57	—	—
4,1	—	—	—	—	—	—	8,45	—	—
4,5	—	—	—	—	—	—	8,3	—	—
4,8	—	—	—	—	—	—	8,2	—	—
5,2	—	—	—	—	—	—	8,1	—	—

Notațiile conductorilor

ПЭЛ-1 — sârmă cu email stabil la lac de calitate superioară.
ПЭЛ-2 — „ „ „ „ „ „ „ „ normală.
ПЭБО — „ „ „ izolată cu un strat de bumbac.
ПЭЛБО — „ „ „ stabil la lac, izolată cu un strat de bumbac.
ПЭБД — „ „ „ izolată cu două straturi de bumbac.
ПЭЛБД — „ „ „ stabil la lac, izolată cu două straturi de bumbac.
ПЭШО — „ „ „ izolată cu un strat de mătase.
ПЭЛШО — „ „ „ stabil la lac, izolată cu un strat de mătase.
ПБО — „ izolată cu un strat de bumbac.
ПБД — „ „ „ două straturi de bumbac.
ПШО — „ „ „ un strat de mătase.
ПШД — „ „ „ două straturi de mătase.

Tabela XVIII.4

Datele conductorilor de înfășurări, după normele E-2П6, E-2П8,

Sârmă neizolată			Sârmă izolată					
			ПЭ		ПШО		ПЕШО	
Diametrul conductorului fără izolație, în mm	Greutatea 1 km de conductor fără izolație, în kg	Rezistența 1 km de conductor, în Ω, la 20 °C	Diametrul conductorului cu izolație, în mm	Greutatea 1 km de conductor cu izolație, în kg	Diametrul conductorului cu izolație, în mm	Greutatea 1 km de conductor cu izolație, în kg	Diametrul conductorului cu izolație, în mm	Greutatea 1 km de conductor cu izolație, în kg
0,03	0,0063	24620	—	—	—	—	—	—
0,04	0,0120	13870	—	—	—	—	—	—
0,05	0,0175	8920	0,06	0,018	0,10	0,024	0,110	0,026
0,06	0,0252	6180	0,07	0,026	0,11	0,032	0,120	0,034
0,07	0,0343	4540	0,08	0,035	0,12	0,042	0,130	0,045
0,08	0,0448	3480	0,09	0,046	0,13	0,054	0,140	0,057
0,09	0,0567	2750	0,10	0,058	0,14	0,067	0,150	0,070
0,10	0,070	2230	0,115	0,073	0,15	0,083	0,165	0,089
0,11	0,085	1840	0,125	0,088	0,16	0,100	0,175	0,105
0,12	0,101	1546	0,135	0,104	0,17	0,117	0,185	0,123
0,13	0,118	1317	0,145	0,121	0,18	0,135	0,195	0,141
0,14	0,137	1136	0,155	0,140	0,19	0,155	0,205	0,161
0,15	0,158	989	0,165	0,161	0,20	0,177	0,215	0,184
0,16	0,179	869	0,175	0,183	0,21	0,199	0,225	0,206
0,17	0,202	770	0,185	0,206	0,22	0,223	0,235	0,230
0,18	0,227	687	0,195	0,231	0,23	0,249	0,245	0,256
0,19	0,253	617	0,205	0,258	0,24	0,276	0,255	0,284
0,20	0,280	556	0,215	0,285	0,26	0,304	0,280	0,312
0,21	0,309	505	0,23	0,316	0,27	0,334	0,290	0,346
0,23	0,370	421	0,25	0,378	0,29	0,397	0,310	0,410
0,25	0,437	356	0,27	0,445	0,31	0,466	0,330	0,480
0,27	0,510	305	0,295	0,521	0,33	0,541	0,355	0,560
0,29	0,589	265	0,315	0,601	0,35	0,622	0,375	0,641

E-2П10, E-2П12, E-2П14, E-П16, E-2П18 şi altă documentare.

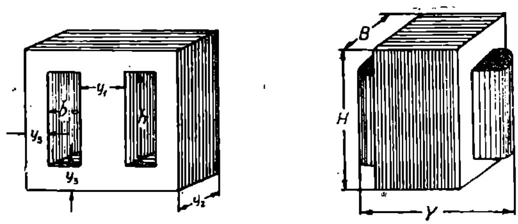
Sârmă Izolată							
ПБО		ПЭБО		ПШД		ПБД	
Diametrul conductorului cu izolaţie, în mm	Greutatea 1 km de conductor cu izolaţie, în kg	Diametrul conductorului cu izolaţie, în mm	Greutatea 1 km de conductor cu izolaţie. în kg	Diametrul conductorului cu izolaţie, în mm	Greutatea 1 km de conductor cu izolaţie, în kg	Diametrul conductorului cu izolaţie, în mm	Greutatea 1 km de conductor cu izolaţie, în kg
—	—	—	—	—	—	—	—
—	—	—	—	—	—	—	—
—	—	—	—	0,15	0,033	—	—
—	—	—	—	0,16	0,041	—	—
—	—	—	—	0,17	0,052	—	—
—	—	—	—	0,18	0,065	—	—
—	—	—	—	0,19	0,078	—	—
0,19	0,092	0,205	0,099	0,20	0,103	—	—
0,20	0,109	0,215	0,115	0,21	0,120	—	—
0,21	0,127	0,225	0,134	0,22	0,138	—	—
0,22	0,146	0,235	0,153	0,23	0,157	—	—
0,23	0,167	0,245	0,173	0,24	0,178	—	—
0,24	0,188	0,255	0,198	0,25	0,201	—	—
0,25	0,211	0,265	0,220	0,26	0,224	—	—
0,26	0,235	0,275	0,244	0,27	0,249	—	—
0,27	0,262	0,285	0,271	0,28	0,276	—	—
0,28	0,289	0,295	0,299	0,29	0,304	—	—
0,29	0,318	0,310	0,328	0,32	0,333	0,37	0,356
0,30	0,349	0,320	0,361	0,33	0,364	0,38	0,389
0,32	0,413	0,340	0,427	0,35	0,429	0,40	0,456
0,34	0,483	0,360	0,498	0,37	0,501	0,42	0,529
0,38	0,572	0,405	0,593	0,39	0,578	0,47	0,634
0,40	0,654	0,425	0,676	0,41	0,661	0,49	0,719

Sârmă neizolată			Sârmă izolată					
			ПЭ		ПШО		ПЭШО	
Diametrul conductorului fără izolație, în mm	Greutatea 1 km de conductor fără izolație, în kg	Rezistența 1 km de conductor, în Ω, la 20 °C	Diametrul conductorului cu izolație, în mm	Greutatea 1 km de conductor cu izolație, în kg	Diametrul conductorului cu izolație, în mm	Greutatea 1 km de conductor cu izolație, în kg	Diametrul conductorului cu izolație, în mm	Greutatea 1 km de conductor cu izolație, în kg
0,31	0,673	232	0,34	0,688	0,37	0,709	0,400	0,733
0,33	0,762	204	0,36	0,778	0,39	0,800	0,420	0,826
0,35	0,857	182	0,38	0,874	0,41	0,897	0,440	0,924
0,38	1,01	154	0,41	1,03	0,44	1,054	0,470	1,084
0,41	1,18	132,4	0,44	1,20	0,47	1,223	0,505	1,262
0,44	1,36	115,0	0,475	1,38	0,50	1,404	0,535	1,445
0,47	1,55	100,8	0,505	1,57	0,53	1,598	0,565	1,640
0,49	1,68	92,7	0,525	1,71	0,55	1,735	0,585	1,780
0,51	1,82	85,6	0,545	1,85	0,57	1,877	0,610	1,929
0,55	2,12	73,6	0,59	2,15	0,61	2,178	0,650	2,228
0,59	2,44	63,9	0,63	2,47	0,65	2,502	0,690	2,561
0,64	2,88	54,3	0,68	2,91	0,70	2,947	0,740	3,012
0,69	3,33	46,7	0,73	3,42	0,75	3,458	0,790	3,528
0,74	3,83	40,64	0,79	3,89	—	—	0,850	4,006
0,80	4,48	34,77	0,85	4,49	—	—	0,910	4,618
0,86	5,18	30,09	0,91	5,24	—	—	0,970	5,379
0,93	6,05	25,73	0,98	6,12	—	—	1,040	6,273
1,00	7,00	22,25	1,05	7,07	—	—	1,120	7,236
1,08	8,16	19,08	1,14	8,26	—	—	1,200	8,435
1,16	9,41	16,54	1,22	9,22	—	—	1,280	9,709
1,20	10,10	15,48	1,26	10,22	—	—	1,320	10,38
1,25	10,94	14,25	1,31	11,05	—	—	1,370	11,25
1,35	12,76	12,20	1,41	12,88	—	—	1,470	13,09
1,45	14,72	10,58	1,51	14,86	—	—	1,570	15,08
1,56	17,04	9,15	1,62	17,18	—	—	—	—

Sârmă izolată							
ПБО		ПЭБО		ПШД		ПБД	
Diametrul conductorului cu izolaţie, în mm	Greutatea 1 km de conductor cu izolaţie, în kg	Diametrul conductorului cu izolaţie, în mm	Greutatea 1 km de conductor cu izolaţie, în kg	Diametrul conductorului cu izolaţie, în mm	Greutatea 1 km de conductor cu izolaţie, în kg	Diametrul conductorului cu izolaţie, în mm	Greutatea 1 km de conductor cu izolaţie, în kg
0,42	0,743	0,450	0,769	0,43	0,749	0,51	0,816
0,44	0,836	0,470	0,863	0,45	0,842	0,53	0,910
0,46	0,934	0,490	0,963	0,47	0,942	0,55	1,011
0,49	1,094	0,520	1,126	0,50	1,102	0,58	1,177
0,52	1,266	0,555	1,307	0,53	1,274	0,61	1,355
0,55	1,450	0,585	1,493	0,56	1,458	0,64	1,545
0,58	1,646	0,615	1,691	0,59	1,655	0,67	1,746
0,60	1,785	0,635	1,826	0,61	1,795	0,69	1,895
0,62	1,929	0,66	1,983	0,63	1,939	0,71	2,03
0,66	2,234	0,70	2,292	0,67	2,245	0,75	2,34
0,70	2,560	0,74	2,623	0,71	2,572	0,79	2,67
0,75	3,010	0,79	3,078	0,76	3,023	0,84	3,13
0,80	3,475	0,84	3,549	0,81	3,539	0,89	3,60
0,85	3,985	0,90	4,082	—	—	0,94	4,12
0,91	4,593	0,96	4,698	—	—	1,00	4,74
0,97	5,855	1,02	5,465	—	—	1,06	5,51
1,04	6,256	1,09	6,365	—	—	1,13	6,41
1,125	7,227	1,18	7,335	—	—	1,25	7,38
1,205	8,412	1,26	8,575	—	—	1,33	8,68
1,285	9,674	1,34	9,850	—	—	1,41	9,96
1,325	10,35	1,38	10,53	—	—	1,45	10,66
1,375	11,22	1,43	11,41	—	—	1,50	11,53
1,475	13,06	1,53	13,26	—	—	1,60	13,40
1,575	15,04	1,63	15,26	—	—	1,70	15,40
1,685	17,38	1,74	17,62	—	—	1,81	17,76

Sârmă neizolată			Sârmă izolată					
			ПЭ		ПШО		ПЭШО	
Diametrul conductorului fără izolație, în mm	Greutatea 1 km de conductor fără izolație, în kg	Rezistența 1 km de conductor, în Ω, la 20 °C	Diametrul conductorului cu izolație, în mm	Greutatea 1 km de conductor cu izolație, în kg	Diametrul conductorului cu izolație, în mm	Greutatea 1 km de conductor cu izolație, în kg	Diametrul conductorului cu izolație, în mm	Greutatea 1 km de conductor cu izolație, în kg
1,68	19,76	7,89	1,73	19,92	—	—	—	—
1,81	22,93	6,79	1,87	23,10	—	—	—	—
1,95	26,62	5,85	2,01	26,80	—	—	—	—
2,02	28,56	5,45	2,08	28,75	—	—	—	—
2,10	30,87	5,05	2,16	31,10	—	—	—	—
2,26	35,75	4,35	2,32	36,03	—	—	—	—
2,44	41,67	3,74	2,50	42,10	—	—	—	—
2,63	48,42	3,22	—	—	—	—	—	—
2,83	56,06	2,78	—	—	—	—	—	—
3,05	65,12	2,39	—	—	—	—	—	—
3,28	75,31	2,07	—	—	—	—	—	—
3,53	87,23	1,79	—	—	—	—	—	—
3,80	101,1	1,54	—	—	—	—	—	—
4,10	117,7	1,32	—	—	—	—	—	—
4,50	141,8	1,10	—	—	—	—	—	—
4,80	161,2	0,966	—	—	—	—	—	—
5,20	189,3	0,823	—	—	—	—	—	—

Sârmă izolată							
ПБО		ПЭБО		ПШД		ПБД	
Diametrul conductorului cu izolaţie, în mm	Greutatea 1 km de conductor cu izolaţie, în kg	Diametrul conductorului cu izolaţie, în mm	Greutatea 1 km de conductor cu izolaţie, în kg	Diametrul conductorului cu izolaţie, în mm	Greutatea 1 km de conductor cu izolaţie, în kg	Diametrul conductorului cu izolaţie, în mm	Greutatea 1 km de conductor cu izolaţie, în kg
1,805	20,13	1,86	20,39	—	—	1,93	20,25
1,935	23,34	1,99	23,61	—	—	2,06	23,77
2,075	27,05	2,13	27,34	—	—	2,20	27,52
2,145	29,01	2,20	29,31	—	—	2,27	29,49
2,225	31,47	2,28	31,70	—	—	2,35	31,93
2,420	36,40	—	—	—	—	2,56	36,90
2,600	42,37	—	—	—	—	2,74	42,93
2,790	49,17	—	—	—	—	2,93	49,79
2,990	56,86	—	—	—	—	3,13	57,54
3,21	65,98	—	—	—	—	3,35	66,73
3,44	76,24	—	—	—	—	3,58	77,05
3,69	88,22	—	—	—	—	3,83	89,12
3,96	102,2	—	—	—	—	4,10	103,1
4,26	118,7	—	—	—	—	4,40	119,9
4,66	142,9	—	—	—	—	4,80	144,3
4,96	162,7	—	—	—	—	5,10	164,3
5,36	109,9	—	—	—	—	5,50	192,8



1. Miezurile din tole ştanţate fără deşeuri

Tipul miezului	Dimensiunile miezului, în *mm*					Dimensiunile transformatorului, în *mm*		
	y_1	y_2	y_3	h	b	H	B	Y
E-10×10	10	10	6,5	18	6,5	36	31	21
E-10×15	10	15	6,5	18	6,5	36	31	26
E-10×20	10	20	6,5	18	6,5	36	31	31
E-12×12	12	12	8	22	8	44	38	26
E-12×18	12	18	8	22	8	44	38	32
E-12×24	12	24	8	22	8	44	38	38
E-14×14	14	14	9	25	9	50	43	30
E-14×21	14	21	9	25	9	50	43	37
E-14×28	14	28	9	25	9	50	43	44
E-16×16	16	16	10	28	10	56	48	33
E-16×24	16	24	10	28	10	56	48	41
E-16×32	16	32	10	28	10	56	48	49
E-19×19	19	19	12	33,5	12	67	57,5	40
E-19×28	19	28	12	33,5	12	67	57,5	49
E-19×38	19	38	12	33,5	12	67	56,5	59
E-22×22	22	22	14	39	14	78	67	46

Tabela XVIII.5.

Constanta de consrucție și alte date principale referitoare la miezurile și transformatorii asamblați din tole de diferite tipuri.

Notațiile din tabelă:

q_c = secțiunea netă a materialului magnetic al miezului,

l_{med} = lungimea liniei magnetice medii de forță din miez

q_{Cu} = secțiunea netă a cuprului înfășurărilor transformatorului,

l_{Cu} = lungimea spirei medii a înfășurărilor transformatorului.

Celelalte notații rezultă din figură.

Observație. Secțiunea netă a miezului și greutatea lui sunt calculate pentru coeficientul de umplere al miezului $k_m = 0,88$ și greutatea specifică a materialului miezului $\gamma_m = 8,0$; greutatea înfășurării transformatorului este calculată pentru greutatea specifică a cuprului de 8,9 și cu condiția ca greutatea izolației și a carcasei să constitue 10% din greutatea cuprului înfășurărilor.

cu jug lățit, pentru transformatorii de cost minim.

Datele principale ale tranformatorului, asamblat pe baza miezului respectiv							
q_c cm^2	l_{med} cm	l_{Cu1} cm^2	l_{Cu} cm	A	Greutatea miezului, în g	Greutatea înfășurării, în g	Greutatea transformatorului în g
0,88	5,66	0,115	5,85	$2,2\times10^{-5}$	62	12	74
1,32	5,66	0,115	6,85	$2,8\times10^{-5}$	93	15	108
1,76	5,66	0,115	7,85	$3,2\times10^{-5}$	124	17	141
1,27	6,74	0,170	7,0	$3,3\times10^{-5}$	111	23	134
1,9	6,74	0,170	8,2	$4,2\times10^{-5}$	167	27	194
2,54	6,74	0,170	9,4	$4,9\times10^{-5}$	222	31	253
1,73	7,92	0,235	8,24	$4,5\times10^{-5}$	167	37	204
2,59	7,92	0.235	9,64	$5,7\times10^{-5}$	251	43	294
3,45	7,92	0,235	11,0	$6,7\times10^{-5}$	335	49	384
2,25	9,03	0,335	9,28	$6,4\times10^{-5}$	240	59	299
3,38	9,03	0,335	10,9	$8,2\times10^{-5}$	360	69	429
4,50	9,03	0,335	12,5	$9,5\times10^{-5}$	480	79	559
3,18	10,6	0,51	11,0	10×10^{-5}	407	107	514
4,68	10,6	0,51	12,8	$12,7\times10^{-5}$	610	125	735
6,35	10,6	0,51	14,8	15×10^{-5}	814	144	958
4,26	12,4	0,77	13,0	14×10^{-5}	641	189	830

Tipul miezului	Dimensiunile miezului, în *mm*					Dimensiunile transformatorului, în *mm*		
	y_1	y_2	y_3	h	b	H	B	Y
E-22×33	22	33	14	39	14	78	67	57
E-22×44	22	44	14	39	14	78	67	68
E-26×26	26	26	17	47	17	94	81	56
E-26×39	26	39	17	47	17	94	81	69
E-26×52	26	52	17	47	17	94	81	82
E-30×30	30	30	19	53	19	106	91	64
E-30×45	30	45	19	53	19	106	91	79
E-30×60	30	60	19	53	19	106	91	94
E-35×35	35	35	22	61,5	22	123	105,5	75
E-35×52	35	52	22	61,5	22	123	105,5	92
E-35×70	35	70	22	61,5	22	123	105,5	110

2. Miezurile din tole, cu jug lățit, pentru

Tipul miezului	Dimensiunile miezului, în *mm*					Dimensiunile transformatorului, în *mm*		
	y_1	y_2	y_3	h	b	H	B	Y
E-4×6	4	6	2,5	15	5	20	19	15
E-4×10	4	10	2,5	15	5	20	19	19
E-5×7,5	5	7,5	3	18	6	24	23	17,5
E-5×12,5	5	12,5	3	18	6	24	23	22,5
E-6×9	6	9	4	24	8	32	30	23
P-6×15	6	15	4	24	8	32	30	29
E-8×12	8	12	5	30	10	40	38	30
E-8×20	8	20	5	30	10	40	38	38

Datele principale ale transformatorului, asamblat pe baza miezului respectiv							
q_c cm^2	l_{med} cm	$l_{Cu1} cm^2$	l_{Cu} cm	A	Greutatea miezului, în g	Greutatea înfășurării, în g	Greutatea transformatorului, în g
6,39	12,4	0,77	15,2	18×10^{-5}	960	220	1180
8,52	12,4	0,77	17,4	21×10^{-5}	1280	250	1530
5,95	14,7	1,24	15,4	22×10^{-5}	1100	360	1460
8,92	14,7	1,24	18,0	28×10^{-5}	1650	420	2070
11,9	14,7	1,24	20,6	33×10^{-5}	2200	480	2680
7,92	16,9	1,58	17,6	30×10^{-5}	1610	530	2140
11,9	16,9	1,58	20,6	38×10^{-5}	2410	620	3030
15,8	16,9	1,58	23,6	45×10^{-5}	3220	710	3930
10,8	19,8	2,18	20,4	42×10^{-5}	2540	840	3380
16,0	19,8	2,18	23,8	53×10^{-5}	3810	990	4800
21,6	19,8	2,18	27,4	62×10^{-5}	5080	1130	6210

transformatorii de greutate minimă

Datele principale ale transformatorului, asamblat pe baza miezului respectiv							
q_c cm^2	l_{med} cm	$q_{Cu1} cm$	l_{Cu} cm	A	Greutatea miezului, în g	Greutatea înfășurării, în g	Greutatea transformatorului, în g
0.21	4,1	0,07	3,5	$0{,}7\times10^{-5}$	9,7	4,5	14
0,35	4,1	0,07	4,3	$0{,}95\times10^{-5}$	16,1	5,5	22
0,33	5,05	0,105	4,2	$1{,}2\times10^{-5}$	17,7	8,4	26
0,55	5,05	0,105	5,2	$1{,}6\times10^{-5}$	30	10	40
0,48	6,28	0,20	5,2	$2{,}1\times10^{-5}$	36	20	56
0,79	6,28	0,20	6,4	$2{,}8\times10^{-5}$	61	24	85
0,85	8,2	0,35	6,9	$3{,}7\times10^{-5}$	78	45	123
1,41	8,2	0,35	8,5	$5{,}1\times10^{-5}$	129	56	185

Tipul miezului	Dimensiunile miezului, în mm					Dimensiunile transformatorului, în mm		
	y_1	y_2	y_3	h	b	H	B	Y
E-10×15	10	15	6	36	12	48	46	37
E-10×25	10	25	6	36	12	48	46	47
E-12×18	12	18	8	48	16	64	60	48
E-12×30	12	30	8	48	16	64	60	60

3. Tipuri intermediare

Tipul miezului	Dimensiunile miezului, în mm					Dimensiunile transformatorului, în mm		
	y_1	y_2	y_3	h	b	H	B	Y
E-20×20	20	20	13	56	18	82	82	52
E-20×30	20	30	13	56	18	82	82	62
E-20×40	20	40	13	56	18	82	82	72
E-25×25	25	25	15	60	25	90	105	71
E-25×37	25	37	15	60	25	90	105	83
E-25×50	25	50	15	60	25	90	105	96

Datele principale ale transformatorului, ansamblat pe baza miezului respectiv							
q_c cm^2	l_{med} cm	q_{Cu1} cm^2	l_{Cu} cm	A	Greutatea miezului, în g	Greutatea înfășurării, în g	Greutatea transformatorului, în g
1,32	10,1	0,55	8,4	$6,1 \times 10^{-5}$	142	88	230
2,20	10,1	0,55	10,4	$8,3 \times 10^{-5}$	236	109	345
1,90	12,6	1,05	10,7	11×10^{-5}	292	214	506
3,17	12,6	1,05	13,1	15×10^{-5}	487	261	748

de miezuri

Datele principale ale transformatorului, ansamblat pe baza miezului respectiv							
q_c cm^2	l_{med} cm	q_{Cu1} cm^2	l_{Cu} cm	A	Greutatea miezului, în g	Greutatea înfășurării, în g	Greutatea transformatorului, în g
3,52	15,7	1,56	13,2	19×10^{-5}	660	390	1050
5,28	15,7	1,56	15,2	25×10^{-5}	990	450	1440
7,04	15,7	1,56	17,2	29×10^{-5}	1320	510	1830
5,50	19,0	2,44	17,2	29×10^{-5}	1130	800	1930
8,14	19,0	2,44	19,6	38×10^{-5}	1700	910	2610
11,0	19,0	2,44	22,2	46×10^{-5}	2270	1030	3300

4. Miezuri din tole ştanţate fără deşeuri

Tipul miezului	Dimensiunile miezului, în *mm*					Dimensiunile transformatorului, în *mm*		
	y_1	y_2	y_3	h	b	H	B	Y
E-10×10	10	10	5	15	5	30	25	19
E-10×15	10	15	5	15	5	30	25	24
E-10×20	10	20	5	15	5	30	25	29
E-12×12	12	12	6	18	6	36	30	22
E-12×18	12	18	6	18	6	36	30	28
E-12×24	12	24	6	18	6	36	30	34
E-14×14	14	14	7	21	7	42	35	26
E-14×21	14	21	7	21	7	42	35	33
E-14×28	14	28	7	21	7	42	35	40
E-16×16	16	16	8	24	8	48	40	30
E-16×24	16	24	8	24	8	48	40	38
E-16×32	16	32	8	24	8	48	40	46
E-18×18	18	18	9	27	9	54	45	33
E-18×27	18	27	9	27	9	54	45	42
E-18×36	18	36	9	27	9	54	45	51
E-20×20	20	20	10	30	10	60	50	36
E-20×30	20	30	10	30	10	60	50	46
E-20×40	20	40	10	30	10	60	50	56
E-24×24	24	24	12	36	12	72	60	45
E-24×36	24	36	12	36	12	72	60	57
E-24×48	24	48	12	36	12	72	60	69
F-30×30	30	30	15	45	15	90	75	56
E-30×45	30	45	15	45	15	90	75	71
E-30×60	30	60	15	45	15	90	75	86
E-40×40	40	40	20	60	20	120	100	76
E-40×60	40	60	20	60	20	120	100	96
E-40×80	40	80	20	60	20	120	100	116

după norma ST-360A

Datele principale ale transformarorului, asamblat pe baza miezului respectiv							
q_c cm^2	l_{med} cm	q_{Cu} cm^2	l_{Cu} cm	A	Greutatea miezului, în g	Greutatea înfășurării, în g	Greutatea transformatorului, în g
0,88	5,57	0,067	5,5	$1{,}4\times10^{-5}$	42	7	49
1,32	5,57	0,067	6,5	$1{,}8\times10^{-5}$	63	8,5	72
1,76	5,57	0,067	7,5	$2{,}1\times10^{-5}$	84	9,6	94
1,27	6,68	0,104	6,5	$2{,}1\times10^{-5}$	73	13	86
1,9	6,68	0,104	7,7	$2{,}7\times10^{-5}$	109	15	124
2,54	6,68	0,104	8,9	$3{,}1\times10^{-5}$	146	18	164
1,73	7,8	0,140	7,6	$3{,}0\times10^{-5}$	116	20	136
2,59	7,8	0,140	9,0	$3{,}8\times10^{-5}$	174	24	198
3,45	7,8	0,140	10,4	$4{,}4\times10^{-5}$	232	28	260
2,25	8,9	0,195	8,6	$4{,}2\times10^{-5}$	173	32	205
3,38	8,9	0,195	10,2	$5{,}3\times10^{-5}$	259	38	297
4,5	8,9	0,195	11,8	$6{,}0\times10^{-5}$	346	44	390
2,85	10,0	0,245	9,8	$5{,}5\times10^{-5}$	246	46	292
4,28	10,0	0,245	11,6	$7{,}0\times10^{-5}$	369	54	423
5,71	10,0	0,245	13,4	$7{,}9\times10^{-5}$	492	63	555
3,52	11,1	0,365	10,9	$7{,}4\times10^{-5}$	337	75	412
5,28	11,1	0,365	12,9	$9{,}4\times10^{-5}$	506	89	595
7,04	11,1	0,365	14,9	11×10^{-5}	675	103	778
5,07	13,4	0,55	13,0	$11{,}5\times10^{-5}$	582	136	718
7,61	13,4	0,55	15,4	$14{,}5\times10^{-5}$	870	160	1030
10,1	13,4	0,55	17,8	$17{,}5\times10^{-5}$	1160	190	1350
7,92	16,7	1,01	16,4	20×10^{-5}	1140	310	1450
11,9	16,7	1,01	19,4	26×10^{-5}	1710	370	2080
15,8	16,7	1,01	22,4	30×10^{-5}	2280	430	2710
14,1	22,3	1,90	22,2	39×10^{-5}	2700	800	3500
21,1	22,3	1,90	26,2	49×10^{-5}	4050	950	5000
28,2	22,3	1,90	30,2	58×10^{-5}	5400	1100	6500

BIBLIOGRAFIE

1. Oamenii de ştiinţă ruşi. Editura de Stat pentru literatura tehnico-teoretică.

2. *M. A. Satelen.* Electrotehnicieni ruşi din a doua jumătate a secolului al XIX-lea GEI, 1949.

3. *A. G. Stoletov.* Studiu asupra curbei de magnetizare a fierului moale. Opere, vol. 1, Gostehizdat, 1939.

4. *G. V. Voişvillo.* Amplificatorii de joasă frecvenţă. Sviazizdat, Moscova, 1939.

5. *S. N. Crize.* Amplificatorii de joasă frecvenţă. Sviazizdat, Moscova, 1948.

6. *G. S. Tâchin.* Transformatorii de joasă frecvenţă. Sviazizdat, Moscova, 1937.

7. *G. V. Dobrovolschii.* Analiza multiplilor nelineari. Edit. Academiei de Ştiinţe a U.R.S.S., 1947.

8. *A. S. Blohin.* Distorsiunile nelineare, provocate de miezurile feromagnetice în câmpurile slabe. Culegerea de lucrări ştiinţifice ale Institutului de Cercetări Ştiinţifice în Comunicaţii Nr. 1, 1949, Sviazizdat.

9. *L. A. Bessenov.* Circuitele electrice cu oţel GEI, 1948.

10. *S. V. Person, M. A. Sobolev, N. I. Eidlin.* Metodele de proiectare a transformatorilor de modulare puternici. Radiotehnica, Nr. 5, 1948.

11. *V. C. Arcadiev.* Fenomene electromagnetice în metale. Editura tehnico-ştiinţifică a Comisariatului Poporului de Industrie Grea, U.R.S.S. 1934.

12. *B. A. Vvedenschii, G. S. Landsberg.* Ştiinţa modernă a magnetismului. Gosizdat, 1929.

13. *A. S. Zaimovschii şi V. V. Usov.* Metalele şi aliajele în electrotehnică. GEI, 1949.

14. *L. I. Rabchin* şi *N. N. Solz.* Magnetodielectricii şi ferocarturile. GEI, 1948.

15. *G. S. Tâchin.* Despre calculul bobinelor de şoc şi al transformatorilor cu magnetizare permanentă. Culegere Nr. 5-6 anexă la revista „Tehnica sviazi", 1934, Sviazitehizdat, Moscova.

16. *G. S. Tâchin.* Documentarea tehnico-economică pentru proiectarea transformatorilor de mică putere, Materialele dării de seamă dela conferinţa, MEIS, Aprilie 1950.

17. *V. F. Mitchevici.* Principiile fizice ale electrotehnicei, Cubuci, 1933.

18. *C. A. Crug. Bazele electrotehnicei.* GEI, 1946.

TABLA DE MATERII

Capitolul IV

Transformatorii cu sarcină capacitivă, funcționând cu o sursă de tensiune cu impedanță rezistivă

Capitolul V

Transfirmatorii alimentați dela o sursă de tensiune cu reactanță inductivă

Capitolul VI

Transformatorii alimentați dela o sursă cu reactanță inductivă și cu forța electromotoare proporțională cu frecvența

Capitolul VII

Transformatorii alimentați dela o sursă cu reactanță capacitivă

Capitolul VIII

Impedanțele de intrare și ieșire ale transformatorului

Capitolul IX

Trecerea semnalelor sub formă de impulsuri prin transformatori

Capitolul X

Distorsiunile nelineare produse de transformator

Capitolul XI

Materialele magnetice folosite pentru miezurile transformatorilor de joasă frecvență și proprietățile lor

Capitolul XII

Transformatorii rezonanți și bobinele de șoc

PARTEA A II-a

CALCULUL DE CONSTRUCȚIE AL TRANSFORMATORILOR DE JOASĂ FRECVENȚĂ

Capitolul XIII

Construcția transformatorilor de joasă frecvență

Capitolul XIV

Construcția și calculul miezului transformatorului

Capitolul XV

Construcția și calculul înfășurărilor transformatorului

Capitolul XVI

Ecranarea transformatorilor

Capitolul XVII

Incercarea transformatorilor de joasă frecvenţă

Capitolul XVIII

Exemple de calcul şi material informativ

Redactor de carte: Ing. Ungureanu C., Tehnoredactor: Vasilescu C., Corector: Ianculescu D-tru.

Dat în lucru: 10.I.1953. Bun de tipar: 12.III.1953. Tiraj: 2000 + 100 ex. Hârtia: semi-velină 65 g/m, format 61 × 86/16. Coli editură: 30; Coli tipografice: 26. Preț pe exemplar broșat 23,58 lei; Cartonat 26,38 lei. Comanda editurii 196. A. 01741. Comanda Tipografiei 223. Pentru bibliotecile mari indicele de clasificare zecimală: 621.18.2. Pentru bibliotecile mici: 621.

Lei 23,38